



TAMPEREEN TEKNILLINEN YLIOPISTO

**JAAKKO VESALA**

**SUURNOPEUSMOOTTORIN**

**KOLMIULOTTEINEN**

**SÄHKÖMAGNEETTINEN MALLINTAMINEN**

Diplomityö

Tarkastaja:  
professori Seppo Valkealahti  
Tarkastaja ja aihe hyväksytty  
Tieto- ja sähkötekniikan  
tiedekuntaneuvoston kokouksessa  
6. lokakuuta 2010

## TIIVISTELMÄ

TAMPEREEN TEKNILLINEN YLIOPISTO

Sähkötekniikan koulutusohjelma

**VESALA, JAAKKO:** Suurnopeusmoottorin kolmiulotteinen sähkömagneettinen mallintaminen

Diplomityö, 88 sivua, 6 liitesivua

Huhtikuu 2011

Pääaine: Sähköverkot ja -markkinat

Tarkastaja: professori Seppo Valkealahti

Avainsanat: suurnopeusmoottori, FEM-analyysi, pyörrevirtahäviöt, vääntömomenttirippeli

Sähkömoottori on peruseriaaltaan yksinkertainen toimilaite, joka muuttaa sähköisen energian liike-energiaksi. Sähkömoottorit toimivat hyvin vaihtelevissa ja vaativissa olosuhteissa erilaisten teollisuuden prosesseiden osana, joissa niiltä vaaditaan erikoistumista ja soveltuvuutta kulloisenkin prosessin tai käyttökohteen erityispiirteiden mukaan. ABB-motorsilla on kehitetty uudentyyppistä, kiinteän roottorirakenteen synkronista suurnopeusreluktanssimoottoria suurella kierrosnopeudella pyöriviin sähkökäyttöihin. Kiinnostuksen kohteena on ollut uuden reluktanssiroottorin edut ja haitat sekä erityisesti sen suorituskyky perinteisiin induktiomootoreihin nähden. Kehitystyön kannalta kiinnostavaa ovat uuden roottorin tuottama vääntömomentti sekä roottorin pinnalla tapahtuvat pyörrevirtahäviöt. Nämä ovat merkittävässä osassa arvioitaessa uuden roottorityypin potentiaalia, kehityssuuntia sekä kaupallista kilpailukykyä ja mahdollisuuksia induktiomootoreiden hallitsemilla markkinoilla.

Tässä työssä tutkitaan uudentyyppisen reluktanssiroottorirakenteen sähköisiä ominaisuuksia sekä tarkemmin staattorihammastuksesta aiheutuvien yliaaltojen vaikutuksia vääntömomenttiin ja pyörrevirtahäviöihin roottoripinnalla. Tarkasteltavia ilmiöitä simuloidaan kolmiulotteisesti Ansoftin Maxwell FEM-ohjelmiston avulla. Näin erilaisten tarkastelujen avulla tutkitaan roottorimateriaalien suhteellisen permeabiliteetin, moottorin ilmapäipituuden sekä roottorin erilaisten hilarakenteiden vaikutuksia moottorin vääntömomenttiin sekä roottoripinnan pyörrevirtahäviöihin.

Simulaation tuloksista selviää magneettivuon ja -vuontiheyden käyttäytyminen, roottorin terässauvojen saturaation vaikutus vääntömomenttiin sekä vuon eteneminen uudessa roottorirakenteessa. Magnetostaattisen analyysin perusteella on arvioitu roottorirakenteen pitkittäis- ja poikittaisinduktanssien suuruutta sekä määritetty roottorirakenteen anisotrooppisuussuhde. Simuloinnit osoittavat vääntömomentin käyttäytymisen tehokulman ja staattorivirrantiheyden eri arvoilla sekä staattorihammastuksesta aiheutuvan vääntömomenttirippelin esiintymisen. Tuloksien perusteella voidaan arvioida roottorin alumiinipronssin suhteellisen permeabiliteetin muutosten vaikutusta vääntömomenttiin ja häviömallinnuksen kautta saadaan käsitys roottorin pinnalla tapahtuvien pyörrevirtojen suuruudesta sekä pystytään arvioimaan ilmapälin ja roottorin hilarakenteen vaikutuksia jatkossa tehtävää roottorirakenteen kehitystä varten.

## ABSTRACT

TAMPERE UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

Master's Degree Programme in Electrical Engineering

**VESALA, JAAKKO:** Three dimensional modeling of a high-speed motor

Master of Science Thesis, 88 pages, 6 Appendix pages

April 2011

Major: Power systems and market

Examiner: Professor Seppo Valkealahti

Keywords: high-speed motor, FEM-analysis, eddy current losses, torque ripple

Operating principle of an electric motor is very simple. It is an actuator that transforms electrical energy to mechanical power. Most of the electrical motors are installed and used in various industrial processes and applications therefore often exposed to many challenging weather conditions and salient atmospheres. These different conditions and applications require electrical motors to be specially designed according these industrial processes and respond to their typical needs. ABB Motors has been developing a new type of solid rotor synchronous reluctance motor for high-speed applications. Product development is interested to know the advantages and drawbacks of the new motor, especially the performance compared to traditional induction motor. For this development process it is important to investigate output torque and electrical losses in this new type of rotor. This helps to evaluate the potential of a new high-speed motor as a possible product in the future and its commercial capacity and possibilities against induction-type high-speed motors that are in dominant position in global markets at the moment.

In this thesis electrical properties, torque, eddy-current losses and harmonic waves in air-gap are investigated in three dimensional modelling by using Ansoft Maxwell Finite-Element-Method simulation program. Main goals are to simulate and model eddy currents on the rotor surface and output torque with its ripple components that are typical for reluctance motors. Other objectives are to investigate the effects of various air-gap lengths and magnetic permeabilities of rotor materials to eddy current losses and torque. Finally a couple of different rotor constructions are tested.

These simulations show how the magnetic flux advances in rotor structure and defines the magnetic flux density inside the rotor regarding the effects of saturation in rotor poles. The results of these simulations show the behavior of torque and torque ripple as a function of used stator current or current density. In magnetostatic simulations the inductances through the rotor structure are defined and the anisotropy of the rotor calculated. According these results it is possible to evaluate the effects of rotor dimensions, relative permeability of the aluminiumbronze and the length of the air gap to the eddy current losses on the rotor surface and to the output torque of the motor. These results give information and help the future development of the rotor structure and this new type of a high-speed motor.

## Alkusanat

Tämä diplomityö on tehty Vaasassa ABB-Motorsilla ja käsittelee Tampereen Teknillisen Yliopiston Sähköenergiatekniikan laitoksen aihepiiriin kuuluvaa suurnopeusmoottorin kolmiulotteista sähkömagneettista mallintamista. Diplomityön ohjaajana on toiminut tuotekehityspäällikkö Jouni Ikäheimo ABB-Motorsilta ja työn tarkastajana professori Seppo Valkealahti Sähköenergiatekniikan laitokselta.

Haluan kiittää vanhempiani Päivi ja Ilkka Vesalaa työn aikana saamastani tärkeästä tuesta. Tämän työn tekeminen on ollut pitkä ja mielenkiintoinen, mutta myös haastava prosessi. Työn eri vaiheissa on tekeminen tuntunut välistä hyvin motivoivalta ja tärkeältä, välillä varsin hankalalta ja etenemisen osalta hitaalta. Kuitenkin oppimisen kannalta se on antanut minulle valtavasti lisää pääomaa ja ymmärtämystä. Haluan kiittää Jounia mielenkiintoisesta aiheesta sekä ohjauksesta ja neuvoista työn tekemiseen. Lisäksi kiitän kaikkia työtovereitani, jotka ovat antaneet työn tekemiseen hyödyllisiä ja rakentavia kommentteja. Yliopiston puolelta haluan kiittää Saku Suurinimeä FEM-mallinnuksen teoriaan liittyvästä avusta ja neuvoista.

Vaasassa 28.4.2011

Jaakko Vesala

## SISÄLLYS

1.	Johdanto.....	1
2.	Suurnopeusmoottorit .....	4
2.1.	Suurnopeussovellukset .....	4
2.2.	Suurnopeusteknologian edut .....	5
2.3.	Roottorirakenteen mekaaniset vaatimukset.....	5
2.4.	Häviöjakauma.....	7
2.4.1.	Hystereesi ja pyörrevirtahäviöt .....	9
2.4.2.	Kitkahäviöt.....	9
2.5.	Moottorityyppien soveltuvuus suurnopeuskäyttöihin .....	10
3.	Synkroninen reluktanssimoottori.....	15
3.1.	Moottorin toimintaperiaate.....	15
3.2.	Moottorin analyyttinen mallinnus .....	18
3.2.1.	Kaksiakselimalli.....	19
3.2.2.	Pitkittäis- ja poikittaisinduktanssit.....	21
3.3.	Moottorin suorituskyky .....	23
3.3.1.	Tehokerroin .....	23
3.3.2.	Ilmavälipituuden vaikutus .....	24
3.3.3.	Vääntömomentti.....	25
3.3.4.	Hyötysuhde ja häviöt.....	28
3.4.	Roottorirakenteet .....	29
3.4.1.	Radiaalisesti laminoidut roottorit.....	29
3.4.2.	Aksiaalisesti laminoidut roottorit.....	30
4.	Yliaallot ja sähkömagneettiset häviöt.....	32
4.1.	Magneettivuo moottorin ilmavälissä.....	32
4.2.	Harmonisten yliaaltojen syntymekanismit .....	35
4.2.1.	Permeanssiharmoniset yliaallot.....	35
4.2.2.	Käämitysharmoniset yliaallot .....	37
4.2.3.	Jännite ja virtaharmoniset yliaallot .....	38
4.3.	Yliaaltokomponenttien pienentäminen.....	39
4.4.	Sähkömagneettiset häviöt.....	40
4.4.1.	Pyörrevirtahäviöt.....	41
4.4.2.	Hystereesihäviöt.....	42
4.4.3.	Virtahäviöt ja lisähäviöt .....	44
5.	Sähkömagneettinen FEM-mallinnus .....	46
5.1.	Maxwellin yhtälöt, väliaine-yhtälöt ja rajapintaehdot .....	47
5.2.	Reuna-arvotehtävän asettelu ja ratkaisu .....	49
5.3.	Maxwell-ohjelmiston käyttö mallinnuksessa .....	52
5.3.1.	Solmufunktiot ja lineaariset kantafunktiot.....	53

5.3.2. Galerkinin menetelmä .....	55
5.4. Vääntömomentin mallinnus .....	56
5.5. Pitkittäis- ja poikittaisinduktanssien mallinnus .....	56
5.6. Sähkömagneettisten häviöiden mallinnus .....	57
6. Synkronisen suurnopeus-reluktanssimootorin prototyyppi .....	59
6.1. Staattorirakenne ja käämitys .....	59
6.2. Roottorirakenne .....	61
6.3. Materiaalit .....	62
6.4. Sähköinen käyttäytyminen .....	63
6.5. Simulaatiomallien rakentaminen .....	64
7. Simulaatiotulokset .....	68
7.1. Prototyypimootorin yleinen käyttäytyminen .....	68
7.2. Alumiinipronssin suhteellisen permeabiliteetin vaikutus .....	73
7.3. Ilmavälipituuden muutosten vaikutus .....	76
7.4. Erilaisten roottorirakenteiden vertailu .....	80
8. Yhteenveto .....	83
Lähteet .....	85
Liite 1 Simulaatioissa käytetyn staattoriraudan BH-käyrä	<b>Error! Bookmark not defined.</b>
Liite 2 Simulaatioissa käytetyn teräsmateriaalin BH-käyrä .....	90
Liite 3 Magnetostaattisen tarkastelun tulokset, vuontiheydet roottorissa .....	91
Liite 4 Vääntömomentti tehokulmilla 22,5 ja 15 astetta staattorivirran funktiona .....	92
Liite 5 Suhteellisen permeabiliteetin muutoksen vaikutus vuontiheyteen .....	93
Liite 6 Suhteellisen permeabiliteetin muutoksen vaikutus anisotrooppisuussuhteeseen ja vääntömomenttiin .....	94

## Lyhenteet ja merkinnät

$A$	Vektoripotentiaali
$A_p$	Pinta-ala
$B$	Magneettivuon tiheys
$B_m$	Suhteellinen magneettivuon tiheys ilmapälissä
$B_{max}$	Magneettivuon tiheyden maksimiarvo
$B_{min}$	Magneettivuon tiheyden minimiarvo
$B_r$	Remanenssivuon tiheys
$C$	Vakiokerroin
$D$	Sähkövuon tiheys
$D_r$	Roottorin halkaisija
$E$	Sähkökentän voimakkuus
$e$	Elementin järjestysluku
$F_m$	Magnetomotorinen voima
$F_{mp}$	Magnetomotorisen voiman huippuarvo
$F_{lp}$	Magnetomotorisen voiman perusaallon huippuarvo
$g$	Ilmavälipituus
$H$	Magneettikentän voimakkuus
$H_c$	Koersiivikentän voimakkuus
$i$	Virta
$i_D$	Roottorivirran d-komponentti
$i_Q$	Roottorivirran q-komponentti
$i_d$	Staattorivirran d-komponentti
$i_q$	Staattorivirran q-komponentti
$I_{dq}$	Staattorivirtavektori
$I_s$	Staattorin vaihevirta
$j$	Kompleksiluku, solmupisteen järjestysluku
$J$	Virrantiheys
$J_e$	Pyörrevirrantiheys
$J_s$	Staattorivirrantiheys
$k_{hyst}$	Hystereesikerroin
$k_{pyör}$	Pyörrevirtakerroin
$k$	Kokonaislukukerroin
$k_r$	Ryhmäkerroin
$k_v$	Vyyhtikerroin
$k_{Cs}$	Carterin kerroin
$l$	Pituus
$L_r$	Roottorin pituus

$L_{dm}$	Magnetointi-induktanssin d-akselin suuntainen komponentti
$L_{qm}$	Magnetointi-induktanssin q-akselin suuntainen komponentti
$L_d$	Pitkittäisinduktanssi, d-akselin suuntainen komponentti
$L_q$	Poikittaisinduktanssi, q-akselin suuntainen komponentti
$L_{do}$	Pitkittäisinduktanssi, d-akselin suuntainen vakiokomponentti
$L_{qo}$	Poikittaisinduktanssi, q-akselin suuntainen vakiokomponentti
$\Delta L_d$	Pitkittäisinduktanssi, d-akselin suuntainen asentokulman mukaan muuttuvan komponentin amplitudi
$\Delta L_q$	Poikittaisinduktanssi, q-akselin suuntainen asentokulman mukaan muuttuvan komponentin amplitudi
$\mathbf{L}(\theta)$	Induktanssimatriisi
$L_{s\sigma}$	Hajainduktanssi
$N_w$	Käämikierrosluku
$N$	Elementtien lukumäärä
$n$	Järjestysluku
$P_{sisään}$	Sisäänmenoteho
$P_{ulos}$	Ulostuloteho
$P_{häviöt}$	Kokonaishäviöteho
$P_{virta}$	Virtahäviöt
$P_{Fe}$	Rautahäviöt
$P_{perus}$	Perushäviöt
$P_{hyst}$	Hystereesihäviöt
$P_{pyör}$	Pyörrevirtahäviöt
$P_{mek}$	Tuuletus- ja kitkahäviöt
$P_{lisä}$	Lisähäviöt
$p$	Napapariluku
$PF_{max}$	Tehokertoimen maksimiarvo
$Q_s$	Staattoriuraluku
$q$	Vakoluku
$r_r$	Roottorin säde
$R_m$	Reluktanssi
$R_s$	Staattorikäämin resistanssi
$Re$	Reynoldsin luku
$s$	Staattoriuran leveys
$s'$	Efektiivinen staattoriuran leveys
$T$	Vääntömomentti
$T_m$	Magnetoinnin aiheuttama vääntömomentti
$T_r$	Reluktanssivääntömomentti
$U_D$	Roottorijännitteen d-akselin suuntainen komponentti
$U_Q$	Roottorijännitteen q-akselin suuntainen komponentti
$U_d$	Staattorijännitteen d-akselin suuntainen komponentti
$U_q$	Staattorijännitteen q-akselin suuntainen komponentti



$U_\omega$	Roottorin pyörimisestä johtuva vastajännitekomponentti
$v_p$	Poisson-kerroin
$v_{air}$	Ilman viskositeetti
$V$	Tilavuus
$W_k$	Päämagneettikenttään varastoituva energia
$W'_k$	Liitosenergia
$X_d$	Staattorikäämin d-akselin suuntainen reaktanssi (magnetointia kuvaava)
$X_q$	Staattorikäämin q-akselin suuntainen reaktanssi (magnetointia kuvaava)
$X_\delta$	Yliaaltoreaktanssi
$X_m$	Magnetointireaktanssi
$Z_k$	Pintaimpedanssi
$\alpha$	Staattorikoordinaatiston vaaka-akseli
$\beta$	Staattorikoordinaatiston pystyakseli
$\beta_1$	Vakiokerroin yliaaltojen amplitudien laskentaan
$\beta_2$	Vakiokerroin yliaaltojen amplitudien laskentaan
$\gamma$	Hystereesivakio
$\varepsilon$	Permittiivisyys
$\sigma$	Konduktanssi, johtavuus
$\sigma_\delta$	Hajakerroin
$\zeta_n$	Käämityskerrroin
$\mu$	Permeabiliteetti
$\theta$	Roottorin mekaaninen asentokulma
$\theta'$	Roottorin sähköinen asentokulma
$\theta_0$	Staattorijännitteen ja d-akselin välinen sähköinen siirtokulma
$\rho$	Tiheys, varaustiheys
$\varrho$	Resistiivisyys
$\Phi_d$	Magneettivuon d-akselin suuntainen komponentti
$\Phi_q$	Magneettivuon q-akselin suuntainen komponentti
$\Phi_{dq}$	Magneettivuovektori
$\vartheta$	Anisotrooppisuussuhde
$\cos\varphi$	Perusaallon tehokerroin
$\varphi$	Virran ja jännitteen välinen kulma
$\varphi_{scal}$	Sähköinen skalaaripotentiali
$\delta$	Tehokulma
$\delta_n$	Tunkeutumisvyvyys
$\kappa$	Vyyhden leveys
$\tau_s$	Napajako
$\mu$	Permeabiliteetti
$\omega$	Kulmanopeus
$\omega_s$	Synkroninen kulmanopeus

AC	Vaihtovirta
ALA	Aksiaalinen laminointi
DC	Tasavirta
FEM	Elementtimenetelmä (engl. Finite Element Method)
IEC	Sähköalan kansainvälinen standardoimisjärjestö (engl. International Electrotechnical Commission)
IM	Induktiomoottori
mmv	Magnetomotorinen voima
SRM	Synkroninen reluktanssimoottori

# 1. JOHDANTO

Koko maailman vuotuinen sähköenergian kulutus on arviolta noin 14000 TWh [Lut10]. Tästä sähköenergiasta noin kaksi kolmasosaa käytetään erilaisissa sähkömoottoreissa, joista induktiomootoreiden osuus on yli 90% [Abb09]. Tämän vuoksi sähkömoottorit ovat energian hyödyntämisen eri prosesseissa erittäin merkittävässä roolissa, ja ne sisältävät suuren energiansäästöpotentiaalin. Ilmaston lämpenemisen hillitsemiskeinoina käytetään päästörajoituksia ja suositaan puhtaampia, hiilidioksidivapaita primäärienergianlähteitä. Tämän lisäksi tarvitaan teknistä kehitystä ja tehokkuuden parannusta nykyisissä energian hyödyntämisprosesseissa kaikilla osa-alueilla alkaen energian tuotannosta aina sen kulutukseen asti. Energian kulutukseen osallistuvien tuotantoyksiköiden ja niiden käyttämien moottoreiden hyötysuhteiden parantaminen tuo huomattavia energiasäästöjä ja pienentää energian tuotannon tarvetta. Ympäristönäkökohtien lisäksi moottoreiden hyötysuhteen parantaminen tuottaa myös taloudellisesti huomattavia säästöjä, sillä yksittäiseen moottoriin tehdyt investointikustannukset ovat tyypillisesti vain muutamia prosentteja moottorin koko sen elinkaaren aikana käyttämän sähköenergian hankintakustannuksista [Abb05].

ABB-konserni on keskittynyt parantamaan tätä energiaketjua ja sen hyötysuhdetta erityisesti energian siirron ja kulutuksen osalta. ABB:n Motors & Generators yksikkö vastaa yhtiön generaattori- ja moottorituotteista. ABB Motorsin Vaasan yksikössä on tutkittu mahdollisuutta käyttää synkronista reluktanssimoottoria vaihtoehtona nykyään vallitsevana moottorityyppinä käytetylle induktiomoottorille, koska synkronisen reluktanssimoottorin hyötysuhde on parempi ja sen roottorirakenne on yksinkertaisempi. Vaihtoehtona suurnopeussovelluksissa käytetyille induktiomoottoreille tutkitaan uudentyyppistä synkronisen reluktanssimoottorin suurnopeusversiota. Synkronisten reluktanssimoottoreiden tyypillisiä ongelmia ovat aiemmin olleet vääntömomentin epätasaisuus, huono tehokerroin ja roottorirakenteen kestävyys suurilla nopeuksilla. Tutkimus- ja kehitystyön tuloksena näitä haittoja on pystytty eliminoimaan, ja synkronisessa reluktanssimoottorissa on nykyisellään potentiaalia korkeampaan tehotiheyteen ja hyötysuhteeseen kuin perinteisessä induktiomoottorissa. Siihen verrattuna uuden synkronisen suurnopeusreluktanssimoottorin valmistustekniikka on yksinkertainen ja rakenne korkean vetolujuuden kestävä. Lisäksi roottorihäviöt ovat pienet ja roottorin lämpenemä alhaisempi. Näistä syistä synkroninen reluktanssimoottori on erityisen mielenkiintoinen vaihtoehto suurnopeussovelluksien tarpeisiin.

Tämän diplomityön tavoitteena on tuottaa tietoa suurnopeussovelluksiin tarkoitetun prototyyppimoottorin roottorin sähkömagneettisista häviöistä, moottorin tuottamasta vääntömomentista sekä ainutlaatuisen roottorityypin hilarakenteesta. Moottorityypistä laaditaan kolmiulotteisen mallinnuksen avulla simulaatiomalli, jota voidaan myöhemmin soveltaa erilaisten käyttötilanteiden ja sähkömagneettisten ilmiöiden

mallintamisessa sekä roottorin materiaaliparametri- ja rakennevariaatioiden tutkimisessa. Samalla voidaan arvioida kolmiulotteisen mallinnuksen käyttöä uusien sähkömoottorityyppien suunnittelussa, jossa mallinnuksella voidaan mahdollisesti vähentää useiden moottoriprototyyppien valmistustarvetta. Tätä kautta voidaan nopeuttaa tuotekehityksessä olevien moottoreiden kehitysitearaatiota, ja vähentää prototyyppien rakentamiseen käytettäviä kustannuksia.

Työ käsittelee valmiin reluktanssimoottorin prototyypin roottoria, sen geometristä toteutusta sekä moottorin tuottamaa vääntömomenttia ja tehoa. Työssä etsitään roottorin terässauvoille sopivaa paksuutta sekä optimaalista etäisyyttä niiden keskinäiselle asemoinnille. Työssä vertaillaan erilaisten moottorityyppien soveltuvuutta suurnopeuskäyttöön ja käsitellään ilmapäälipituuden ja roottorin vinouttamisen vaikutuksia moottorin suorituskykyyn. Lisäksi käsitellään roottorin terässauvojen ja alumiinipronssivalun keskinäistä asemointia sekä hilarakennetta. Lisäksi pyritään mallintamaan reluktanssiroottorissa esiintyviä pyörrevirtahäviöitä, roottorin tuottamaa vääntömomenttia sekä muutoksia, joita esiintyy ilmapäälipituuden, materiaalivariaatioiden ja roottorin vinoutuksen vaikutuksesta. Häviötarkastelussa keskitytään sähkömagneettisten häviöiden simulointiin, jolloin mekaaniset kitka- ja tuuletushäviöt jätetään simulointitarkastelun ulkopuolelle. Niitä käsitellään vain analyttisesti roottorin mekaaniseen suurnopeuskestävyyteen liittyen. Suurnopeusmoottoreiden laakerointiin ja mekaaniseen kestävyyteen liittyviä haasteita ei tässä työssä käsitellä, ei myöskään moottoritarkasteluihin oleellisesti liittyvää termodynamiikkaa.

Tehtävänä oli rakentaa tarpeeksi tarkka simulaatiomalli, jonka suurimpana haasteena oli suurnopeusmoottorin pinnalla tapahtuvien sähkömagneettisten ilmiöiden mallintaminen riittävällä tarkkuudella rajatun simulaatiotarkkuuden ja -ajan puitteissa. Tehtävä jakautui neljään keskeiseen kysymykseen:

1. Kuinka suuri on vääntömomentti ja sen epätasaisuus moottorin käyttöalueella ja miten epätasaisuutta voitaisiin pienentää roottorirakennetta ja materiaaliparametrejä muuttamalla?
2. Miten alumiinipronssin suhteellisen permeabiliteetin muutos vaikuttaa moottorin vääntömomenttiin?
3. Kuinka ilmapäälipituutta muuttamalla päästään suorituskyvyn eri mittareilla optimaaliseen ratkaisuun?
4. Kuinka suuria ovat sähkömagneettiset häviöt eri tarkastelutilanteissa?

Pääasiallisesti käytetyt tutkimusmenetelmät ovat kirjallisuusselvitys sekä prototyyppimoottorin erilaisten simulaatiomallien rakentaminen, testaaminen ja arviointi. Kirjallinen aineisto hankittiin ABB Motorsin tietokannoista, TTY:n ja LUT:n kirjastoista ja niiden Nelli-portaaleista löytyvistä aihepiiriä käsittelevistä diplomitoista, sekä Google Scholarin avulla internetistä reluktanssimoottoria käsittelevistä tieteellisistä julkaisuista. Roottorirakenteen simuloinnit tehtiin Ansoftin Maxwell (versio 13 ja 14)

FEM-mallinnus ohjelmistolla ABB Motorsin tiloissa. Materiaaliparametrejä varten hyödynnettiin Prizztechin tekemiä mittauksia ja ABB:n käyttämien sovellussuunnittelutyökalujen materiaalitietoja.

Työ rakentuu kahdesta osasta. Työn teoriaosa (luvut 2-5) sisältää kirjallisuusselvityksen, joka luo pohjan tarkasteltaville ilmiöille ja tarkasteltavan moottorityypin ominaisuuksille. Työn soveltavassa osassa (luvut 6-8) kuvataan mallinnettavan moottorin rakennetta, sovelletaan työn alkuosassa esitettyjä tietoja ja teorioita mallinnettavalle prototyypimoottorille, rakennetaan simulaatiomallit sekä arvioidaan niiden toimivuutta ja antamia tuloksia. Mallinnuksen avulla tutkitaan moottorin suorituskykyä ja pyritään vastaamaan tehtävän keskeisiin kysymyksiin.

Johdannon jälkeisessä luvussa käsitellään sähkömoottoreissa esiintyviä yliaaltoja sekä sähkömagneettisten häviöiden syntymekanismia ja vaikutuksia. Lisäksi selostetaan keinoja näiden pienentämiseksi. Seuraavassa luvussa kuvataan synkronisen reluktanssimoottorin toiminnan perusteita ja analyttistä mallinnusta sekä oleellisia moottorin suorituskykyyn vaikuttavia tekijöitä. Neljännessä luvussa esitellään suurnopeusteknologian hyötyjä sekä vertaillaan erilaisten moottorityyppien soveltuvuutta suurnopeuskäyttöön. Viimeisessä luvussa selitetään kolmiulotteisen sähkömagneettisen FEM-mallinnuksen teoriaa ja periaatteita, joilla työssä käytettävä ohjelma tekee mallinnuksen.

Työn soveltavan osan alussa, luvussa 6, esitellään mallinnettava prototyypimoottori ja erityisesti sen roottorirakenne. Lisäksi kuvataan simulaatiomallien rakentamista. Seitsemännessä luvussa esitellään simulaatioiden tuloksia ja päätelmiä roottorirakenteesta sekä simulaatiomallien toimivuudesta ja tarkkuudesta. Kahdeksannessa luvussa tehdään yhteenveto, työhön liittyvät loppuarviot, johtopäätökset.

## 2. SUURNOPEUSMOOTTORIT

Suurnopeusmoottoritekologiaan liittyvä tutkimus- ja kehitystyö on alkanut Suomessa 1980-luvun alussa Teknillisen Korkeakoulun ja Lappeenrannan Teknillisen Yliopiston yhteistyönä ja Tekesin rahoittamana. Näiden yliopistojen kehitystyön tuloksena rakennettiin Suomen ensimmäiset suurnopeusmoottoreiden prototyypit Lappeenrannan sähkökonelaboratoriossa. Prototyyppien jatkojalostamisen myötä saatiin ensimmäinen suurnopeuskäyttö Kuopion Rauhalahden sahalle 1989, jossa 100 kW:n suurnopeusgeneraattori teki sähköä sahan hukkalämmöstä [Lar09].

Puolijohdeteknologian kehitys, erityisesti suuriin kytkentätaajuuksiin kykenevien IGBT-komponenttien osalta, on auttanut merkittävästi taajuusmuuttajien suorituskyvyn parantamisessa. Tämä on puolestaan helpottanut suurnopeusmoottoreiden suurten pyörimisnopeuksien saavuttamisessa taajuusmuuttajaohjauksen avulla [Pyr10]. Edellä mainituissa yliopistoissa on tehty paljon tutkimustyötä suurnopeusteknologian parissa, ja viimeisen kolmen vuosikymmenen aikana on suurnopeusteknologian ympärille syntynyt Suomessa useita kaupallisia tuotteita ja yrityksiä, kuten keskinopeita sähkökoneita valmistanut Rotatek Finland Oy Lappeenrantaan (nykyään osa The Switchiä), suurnopeusmoottoreita tekevä High Speed Tech Oy Tampereelle ja suurnopeus-alipainekompressoreja valmistava Ecopump Kotkaan. Suomalaisella suurnopeusteknologialla on tehty myös öljyttömiä korkeapainekompressoreja yhdysvaltalaiselle Sundynelle [Lar09].

### 2.1. Suurnopeussovellukset

Suurnopeusteknologiaksi luetaan yleensä sovellukset, joissa sähkökone ja työkone ovat yhdistettynä samalle mekaaniselle akselille ilman vaihteistoa, ja akselin pyörimisnopeus on selvästi perinteisiä synkronisia pyörimisnopeuksia suurempi, n. 10 000 - 100 000 rpm. Teollisuuden kannalta suurnopeusteknologia määritellään usein liittyväksi sovelluksiin, joissa käyttölaitteen akselin pyörimisnopeudet ovat normaalin kaksinapaisen synkronimoottorin ja 50 Hz:n sähköverkon tuottaman 3000 rpm pyörimisnopeuden yläpuolella [Lar09]. Esimerkiksi ABB Motorsin tuotevalikoimassa jo 3000-7200 rpm pyörimisnopeuden moottorit on luokiteltu suurnopeusmoottoreiksi. Eräänä suurnopeussovellusten määritelmänä on myös pidetty roottorin kehänopeuden rajaa 100 m/s [Pyr10].

Suurnopeusmoottoreita on käytössä monilla eri teollisuudenaloilla kuten lämmön- ja sähköntuotannossa, metsä- ja paperiteollisuudessa, kuljetus- ja liikennealalla, ympäristö- ja jäähdytysteknologiassa sekä sementtiteollisuudessa. Käytännön sovelluksia ovat esimerkiksi mikroturbiinit, sentrifugit, turbopuhaltimet, paperikoneiden

tyhjiöpumput, jäteveden ilmauslaitteistot, pneumaattiset kuljettimet, ilmanvaihtolaitteistot ja korkeanopeuskompressorit. Pieni koko ja paino tekevät suurnopeusmoottoreista varteenotettavia ja mielenkiintoisia erityisesti laiva- ja lentokonesovelluksiin. Niitä käytetäänkin esimerkiksi lentokoneiden apugeneraattoreina sekä erilaisissa vauhtipyöräsovelluksissa kineettisen energian varastoina [Pyr10].

## 2.2. Suurnopeusteknologian edut

Teollisuudessa nykyään käytettävistä sähkömoottoreista suurin osa on perinteisiä induktimoottoreita tai tahtimoottoreita. Näillä moottoreilla akselin pyörimisnopeus rajoittuu verkossa käytetyn taajuuden ja napaluvun mukaan. Kuitenkin monissa sovelluksissa optimaalinen pyörimisnopeus on usein hyvin paljon näitä perinteisiä pyörimisnopeuksia suurempi.

Esimerkiksi suuritehoisilla turbiineilla korkea pyörimisnopeus on edellytys hyvälle hyötysuhteelle, ja matalatehopumpuilla korkeaa pyörimisnopeutta tarvitaan tarpeeksi suuren paineen tuottamiseksi. Näissä sovelluksissa akselin pyörimisnopeus saadaan optimaaliseksi ainoastaan käyttämällä taajuusmuuttajaohjattua suurnopeusmoottoria. Näin voidaan myös pyörimisnopeuden nostamiseen perinteisesti käytetty mekaaninen vaihteisto jättää pois. Lisäksi suurnopeusmoottoreiden korkean käyttötaajuuden kasvaessa sähkömoottorin aktiivisten osien paino pienenee, mikä tuo tilavuus- ja materiaalisäästöjä [Pyr10].

Taajuusmuuttajaohjauksen etuja ovat moottorin jatkuvaan tehon ja nopeuden säädön sekä pehmeän käynnistämisen ja pysäyttämisen mahdollisuudet. Lisäksi suurnopeusteknologialla on perinteiseen moottoritekologiaan nähden etuna [Aho99]:

- suurempi tehotehokkuus
- pienempi koko ja paino
- ei tarvitse mekaanista vaihteistoa
- parempi hyötysuhde
- ohjattava perusaallon tehokerroin, joka on käytännössä aina 1
- alhaisemmat käyttökustannukset, jotka tuovat energiasäästöjä.

Näiden kaikkien hyötyjen kääntöpuolena on kuitenkin suurnopeusmoottoreiden suunnittelun ja käytön ongelmat ja haasteet, jotka liittyvät pääosin roottorin mekaaniseen kestävyyskykyyn korkeilla pyörimisnopeuksilla sekä moottorin sähkömagneettiseen käyttäytymiseen suurilla taajuuksilla. [Pyr10].

## 2.3. Roottorirakenteen mekaaniset vaatimukset

Suuret roottorin ulkokehän ja roottoriakselin pyörimisnopeudet sekä korkeat taajuudet asettavat suurnopeussovelluksissa käytettäville roottorirakenteille huomattavia haasteita. Suunnittelun suurimmat ongelmat liittyvät roottorin mekaaniseen kestävyyskykyyn, sähkömagneettisten häviöiden minimointiin sekä suurnopeusmoottorin jäähdytykseen ja

lämmönsiirron dynamiikkaan. Lämmönsiirtoon ja jäähdytykseen liittyvät ilmiöt eivät ole tämän työn tarkastelufokuksessa, vaan pääosin keskitytään suurnopeusmoottoreissa esiintyviin sähkömagneettisiin ilmiöihin ja niihin liittyviin tehohäviöihin. Ensin kuitenkin käsitellään lyhyesti mekaanisia rasituksia, koska ne liittyvät oleellisesti suurnopeusmoottoreiden roottorigeometriaan ja kokonaishäviöihin.

Roottorissa tapahtuvat mekaaniset rasitukset asettavat suuria rajoituksia moottorin rakenteelle. Perinteisissä moottoreissa normaalisti käytetyt laminoidut roottorirakenteet eivät ole tarpeeksi jäykkiä suurnopeuskäyttöjen korkeille pyörimisnopeuksille. Tämän takia suurnopeussovelluksissa joudutaan usein käyttämään kiinteitä massiiviroottorirakenteita. Massiiviroottoreiden mekaaniset ominaisuudet ovat laminoituja roottoreita huomattavasti paremmat, mutta sähköiset ominaisuudet sitävastoin oleellisesti heikommat. Massiiviroottoreiden tehokerroin ja hyötysuhde ovat pienempiä kuin laminoituilla roottoreilla, koska massiiviroottoreissa johtavan, laminoimattoman roottoripinta-alan kasvu aiheuttaa suuremmat pyörrevirtahäviöt [Pyr91b]. Suurilla pyörimisnopeuksilla roottorissa esiintyy lisäksi huomattavia keskipakoisvoimia sekä erilaisia värähtelyjä ja värähtelyjä. Jotta roottori kestäisi mekaanisesti sille aiheutetut rasitukset, on roottorin mekaanisessa suunnittelussa otettava huomioon vähintään seuraavat asiat:

- laakerityyppin sopivuus suurnopeuskäyttöön
- laakereiden voiteluntarpeen kasvu perinteisiin moottoreihin nähden
- jäähdytyksen toteutus
- suuresta pyörimisnopeudesta aiheutuvat meluhaitat
- keskipakoisvoimista johtuvat jännitykset
- kriittiset nopeudet ja taajuudet.

Laakeroinnissa joudutaan käyttämään usein erikoislaakereita, karalaakerointia tai jopa kontaktivapaata magneettilaakerointia. Lisäksi pienten, tehokkaiden moottoreiden jäähdytys voi olla haasteellista jäähdytyksen tilanpuutteen takia. Meluhaittoja voidaan vähentää esimerkiksi tuulettimien muotoilulla, tuuletinmateriaalien valinnalla ja melusuojarakenteiden käytöllä [Aho99].

Suurnopeusmoottorin roottorin geometrian ja ominaisuuksien kannalta tärkeimmät seikat ovat kaksi viimeiseksi listattua. Näistä keskipakoisvoimista aiheutuva maksimirasitus roottorimateriaalissa riippuu materiaalin tiheydestä  $\rho$ , ja on suoraan verrannollinen kulmanopeuteen  $\omega$  ja roottorin säteen  $r_r$  neliöön. Massiiviroottoreiden tapaisille homogeenisille sylintereille aiheutuvaa vääntöjäykkyyden maksimirasitusta  $\sigma_{max}$  voidaan arvioida yhtälöllä

$$\sigma_{max} = \left(\frac{3+v_p}{8}\right)\rho r_r^2 \omega^2, \quad (2.1)$$

missä edellä esitettyjen muuttujien lisäksi ainut uusi muuttuja on roottorin materiaalin ominaisuuksia kuvaava Poisson-kerroin  $v_p$  [Pyr91].



Keskipakoisvoimien lisäksi suurnopeusroottorin rakenteeseen vaikuttavat oleellisesti taivutuskriittiset pyörimisnopeudet. Näillä nopeuksilla roottorin pyörimistaajuus on lähellä roottorin geometriasta aiheutuvaa luonnollista taajuutta. Tämä voi käynnistää vääntövärähtelyjä, jotka voivat taivuttaa ja vaurioittaa roottoriakselia pysyvästi [Läh02]. Suurnopeussovellusten yleistyessä roottorien pyörimisnopeudet saavuttavat yhä useammin kriittisten pyörimisnopeuksien suuruusluokat, jolloin on odotettavissa, että taivutuskriittisten nopeuksien aiheuttamat roottoriongelmien ja –viat tulevat yleistymään.

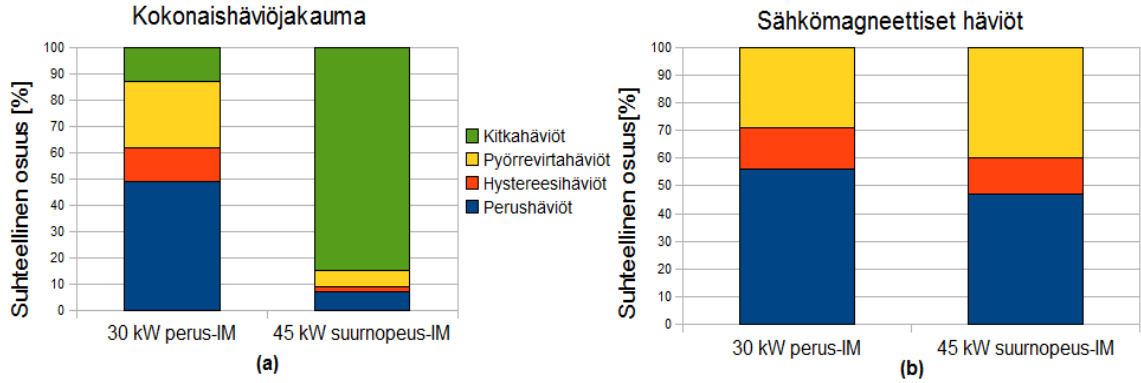
Roottorin osalta taivutuskriittisiä nopeuksia voidaan arvioida roottorin geometrian perusteella yksinkertaisin yhtälöin. Roottorin ulkoiset mitat pyritään suunnittelemaan niin, että roottori toimii ensimmäisen taivutuskriittisen nopeuden ja taajuuden alapuolella. Jos laakerit kestävät ensimmäisen värähtelytaajuuden ylityksen, voidaan roottori suunnitella käytettäväksi myös ensimmäisen ja toisen kriittisen nopeuden välissä. Taivutuskriittiset nopeudet rajoittavat roottorin geometriaa ja sen ulkoisia mittoja. Moottorikoon kasvattaminen pienentää roottoriakselin kriittistä nopeutta lisäten roottorin värähtelyriskiä. Kasvattamalla roottorin kokoa saadaan moottorista suurempi ulostuloteho, mutta samalla myös mekaaniset rasitukset roottorissa kasvavat. Lisäksi suuri roottorin kehänopeus aiheuttaa kestovaatimuksia staattorihammastukselle. Liian suuri kehänopeus aiheuttaa hampaisiin vääntövaikutuksen, joka voi vinouttaa hammastusta. Mekaanisista vaatimuksista johtuen suurnopeusroottorit joudutaan tekemään kiinteärakenteisiksi sähköisen suorituskyvyn kustannuksella [Pyr91].

Roottorin mekaaninen asemointi ja tasapainotus ovat sähkömagneettisten häviöiden kannalta oleellisen tärkeitä. Jos roottoriakseli pääsee taipumaan, ja sen tasapainopiste muuttuu, voi roottori ruveta pyörimään eksentrisesti. Tällöin roottorin painopiste kiertää roottoriakselia epätasaisesti, ja roottorin säännöllisen epätasaisen liikkeen aiheuttamana staattori- ja roottorikäämityksiin indusoituu erilaisia kiertovirtoja. Synkronisessa reluktanssimoottorissa ei ole roottorikäämitystä, mutta kiertovirrata voivat virrata statattorikäämityksen rinnakkaisten johtimien välillä. Syntyvät kiertovirrata ovat riippuvaisia roottorin dynaamisesta käyttäytymisestä. Erityisesti kriittisten nopeuksien läheisyydessä värähtelyt kasvavat, ja kiertovirtoja voi ilmetä [Ark10].

## 2.4. Häviöjakauma

Taajuusmuuttajalla ohjatun suurnopeusmoottorin napoihin syötetään korkeataajuisia jännitettä, jolloin tahtimoottori tahdistuu syntyvän magneettikentän pyörimistaajuuteen, tai induktio-moottori (IM) seuraa sitä jättämän verran perässä. Suurilla pyörimisnopeuksilla ja taajuuksilla moottorin häviöjakauma muuttuu oleellisesti perinteisiin moottorikäyttöihin verrattuna. Suurnopeusmoottoreissa mekaaniset kitka- ja jäähdytyshäviöt kasvavat huomattavasti moottorin käyttötaajuuden funktiona, ja ne muodostavat suhteellisesti suurimman osuuden suurnopeusmoottoreiden kokonaishäviöistä kuvan 3.1.a esittämällä tavalla. Vastaavasti sähkömagneettisten häviöiden suhteellinen osuus pienenee huomattavasti. Tarkasteltaessa pelkästään

sähkömagneettisten häviöiden osuutta kuvassa 3.2b, havaitaan pyörrevirtahäviöiden osuuden kasvavan suhteellisesti eniten taajuuden kasvun myötä, ja niiden merkitys tulee tällöin keskeisemmäksi. Perus- ja hystereesihäviöiden suhteellinen osuus pienenee moottorin pyörimisnopeuden ja taajuuden kasvun myötä.



**Kuva 2.1.** Perinteisen ja suurnopeusinduktiomoottorin a) suhteellinen häviöjakauma ja b) sähkömagneettiset häviöt [Ark02].

Absoluuttisia häviötehoja tarkasteltaessa pyörrevirta- ja hystereesihäviöt kasvavat, ja perushäviöiden osuus pysyy ennallaan. Myös lisähäviöt kasvavat staattorikäämeissä tapahtuvan virranahitoilmiön myötä. Verrattaessa suurnopeusmoottoreiden ja perinteisten sähkömoottoreiden häviöjakaumia toisiinsa, voidaan häviöt jaotella neljään eri kategoriaan: perushäviöihin, hystereesihäviöihin, pyörrevirtahäviöihin sekä mekaanisiin häviöihin [Ark02]. Näin suurnopeusmoottorin häviöjakaumaa voidaan tarkastella eri häviökomponenttien osalta pyörimisnopeuden tai taajuuden funktiona

$$\begin{aligned}
 P_{\text{häviöt}} &= P_{\text{perus}} + P_{\text{hyst}} + P_{\text{pyör}} + P_{\text{mek}} \\
 &= C_{\text{perus}} + C_{\text{hyst}}f + C_{\text{pyör}}f^2 + C_{\text{mek}}f^3.
 \end{aligned} \tag{2.2}$$

Vakiotermit  $C$  kuvaavat kunkin häviökomponentin muista suureista, kuten magneettivuon tiheydestä tai resitiivisyydestä, riippuvaa osuutta. Merkittävimmät muutokset havaitaan mekaanisten häviöiden  $P_{\text{mek}}$  sekä pyörrevirtahäviöiden  $P_{\text{pyör}}$  ja hystereesihäviöiden  $P_{\text{hyst}}$  osuuksissa, joiden käyttäytyminen on hyvin taajuusriippuvaista. Perushäviöt ovat taajuudesta ja pyörimisnopeudesta riippumattomia tai vain erittäin vähän riippuvaisia häviöitä. Suurnopeusmoottoreissa perushäviöitä ovat esimerkiksi staattorikäämityksessä tapahtuvat resistiiviset virtahäviöt, moottorin magnetoinnista aiheutuvat häviöt sekä lisähäviöt. Perushäviöitä mallinnetaan suurnopeusmoottoreiden tapauksessa samalla tavalla kuin perinteisissäkin moottoreissa. Sensijaan hystereesi-, pyörrevirta- ja kitkahäviöt ovat vahvasti riippuvaisia moottorin virran ja magneettivuon taajuudesta [Ark02].

### 2.4.1. Hystereesi ja pyörrevirtahäviöt

Perinteisiin moottoreihin verrattuna suurnopeusmoottoreiden hystereesi- ja pyörrevirtahäviöt muuttuvat oleellisesti moottorin käyttötaajuuden kasvaessa. Kuten yhtälössä 2.2 kuvattiin, ovat hystereesihäviöt suoraan ja pyörrevirtahäviöt neliöllisesti taajuuteen verrannollisia, ja niiden muodostamia rautahäviöitä  $P_{Fe}$  voidaan mallintaa tarkemmin yhtälöllä

$$P_{Fe} = P_{hyst} + P_{pyör} = k_{hyst} B^{\gamma} f + k_{pyör} B^2 f^2, \quad (2.3)$$

missä häviövakiot  $k_{hyst}$  ja  $k_{pyör}$  kuvaavat häviöitä tietyllä käyttötaajuudella materiaalin massayksikköä kohden. Näiden lisäksi yhtälössä 2.3 magneettivuontiheyden vaikutusta hystereesihäviöihin kuvaa hystereesivakio  $\gamma \approx 1,8$ . Hystereesi- ja pyörrevirtahäviöt voidaan laskea jokaiselle taajuuskomponentille erikseen, jolloin kokonaisrautahäviöt saadaan niiden summana.

Suurnopeusmoottoreissa rautahäviöt kasvavat huomattavasti perinteisiin 50 Hz ja 60 Hz taajuuden moottorikäyttöihin verrattuna suuren taajuuden takia. Hystereesihäviöiden vuoksi sähkömoottoreissa käytettävän ferromagneettisen materiaalin magneettiset ominaisuudet ovat keskeisessä osassa suurnopeusmoottoreiden rautahäviöiden syntymisessä. Hystereesihäviöitä syntyy moottorin ferromagneettisissa osissa jokaisella vaihtovirran jaksolla, kun ferromagneettisen materiaalin magneettisen tilan muutokseen joudutaan käyttämään energiaa.

Hystereesihäviöitä suurempi häviökomponentti suurilla nopeuksilla on pyörrevirtahäviöt. Pyörrevirtoja muodostuu muuttuvan magneettikentän indusoimana moottorin johtaviin osiin, roottoriin ja staattorikäämityksiin. Suurnopeusmoottoreiden roottorirakenteet joudutaan yleensä mekaanisen kestävyuden takia tekemään yhtenäisiksi, eikä laminoituja roottorirakenteita voida käyttää. Tällöin roottorista muodostuu suurempi yhtenäinen, johtava elementti, mikä mahdollistaa roottorissa suurempien pyörrevirtasilmukoiden synnyn ja pyörrevirtahäviöiden kasvun. Koska suurnopeusmoottoreiden käyttöjännitteen taajuus on korkea, on moottoreiden ilmajälissä vaikuttava magneettivuoto myös korkeataajuinen. Tällöin magneettivuon tunkeutumisvyvyys nopeasti pyörivään moottoriin on pieni, ja magneettivuon muutoksen aiheuttamat pyörrevirtahäviöt tapahtuvat pääasiassa pelkästään roottorin pintakerroksessa [Ark02].

### 2.4.2. Kitkahäviöt

Ylivoimaisesti suurin suurnopeusmoottoreiden häviökomponentti on kitkahäviöt. Ne aiheutuvat moottorin laakereiden hankauskitkasta sekä jäähdityshäviöistä, joita syntyy pääosin moottorin jäähditysilman turbulenttisen virtauksen kitkasta nopeasti pyörivän roottorin pintaa vasten. Ilmajäähdytykselle, sileäpintaisten suurnopeusmoottoreille kitkahäviöitä voidaan arvioida yhtälöllä

$$P_{mek} = 1,7 \rho_{air} \omega^3 D_r^4 L_r \frac{1}{Re^{0.15}}, \quad (2.4)$$

missä  $\omega$  on akselin pyörimisnopeus,  $\rho_{air}$  jäähdytysilman tiheys,  $D_r$  roottorin halkaisija,  $L_r$  roottorin pituus sekä  $Re$  Reynoldsin luku, joka saadaan kaavasta

$$Re = \frac{D_r \pi \omega g}{v_{air}}, \quad (2.5)$$

missä  $v_{air}$  on jäähdytysilman viskositeetti ja  $g$  moottorin ilmapäipituus.

Kitkahäviöt ovat kuutiollisesti riippuvia pyörimisnopeudesta ja taajuudesta, jolloin nopeuden kaksinkertaistuminen kahdeksankertaistaa moottorin kitkahäviöt. Merkittävimmät laakerikitkahäviöiden suuruuteen vaikuttavat tekijät ovat pyörimisnopeus  $\omega$  ja roottorin halkaisija  $D_r$ . Siksi suurnopeusroottorit tehdään usein pitkänomaisiksi ja kapeiksi. Kuitenkin roottorin vääntöjäykkyyden kannalta roottorin olisi parempi olla lyhyt ja paksu, koska mekaaninen kestävyys rajoittaa roottorin pituutta [Bin10].

## 2.5. Moottorityyppien soveltuvuus suurnopeuskäyttöihin

Edellä kerrottujen mekaanisten vaatimusten, roottorin suuren pyörimisnopeuden ja suurnopeusmoottoreiden häviöjakauman perusteella voidaan arvioida erilaisten moottorityyppien soveltuvuutta suurnopeuskäyttöön. Jos moottorivaatimukseksi asetetaan vaarallisiin tiloihin soveltuvat kipinävapaat, harjattomat nelikvadraattikäytöt, ovat varteenotettavat moottorityypit [Bol96]:

- induktiomoottori
- avonapainen reluktanssimoottori
- kestmagneettimoottori
- synkroninen reluktanssimoottori.

Näiden lisäksi suurnopeussovelluksiin on esitetty harvinaisena moottorityyppinä myös mm. yksipolaarisia reluktanssimoottorirakenteita, mutta ne ovat olleet esillä vain energianvarastointiin erikseen tarkoitettujen vauhtipyöräsovellusten osalta [Bin10].

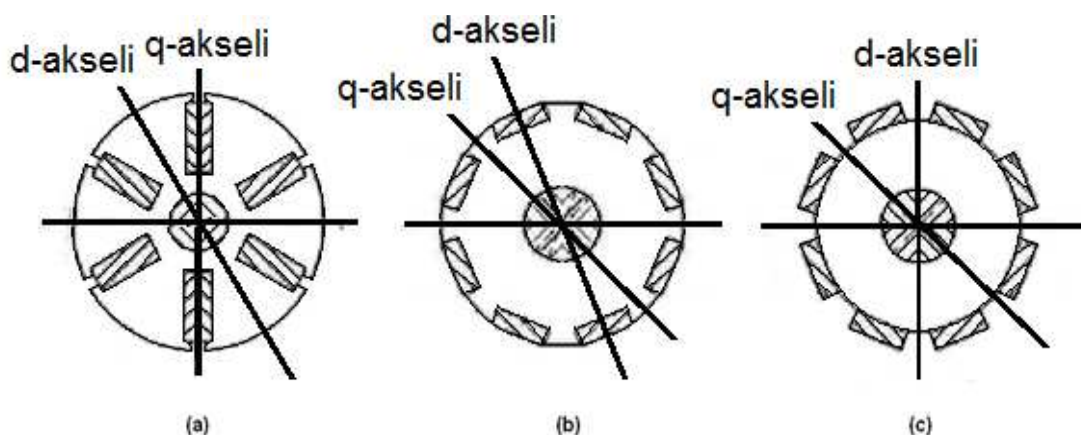
Kuten perinteisissä sähkömoottoreissa, myös suurnopeuspuolella on induktiomoottori yleisin ja käytetyin moottorityyppi. Induktiomoottoria on tutkittu jo pitkään suurnopeusteknologian johtavana moottorityyppinä. Suomessa ensimmäiset suurnopeuskäyttöön soveltuvat roottorirakenteet kehitettiin Lappeenrannan Teknisessä Yliopistossa 1991 [Pyr91]. Induktiomoottori soveltuu hyvin suurnopeussovelluksiin, sillä sen vääntömomentti tuotetaan absoluuttisella jättämällä, mutta roottorin hyötysuhde riippuu suhteellisesta jättämästä. Roottorin pyörimisnopeuden lähestyessä magneettivuoaallon synkronista pyörimisnopeutta roottorihäviöt pienenevät ja hyötysuhde paranee [Pyr10].

Induktiomoottorin mekaanisen kestävyyskehänopeusraja on laminoiduilla roottoreilla vaatimaton, noin 200 m/s. Häkkikäämityksen päällystäminen kuparilla parantaa mekaanista lujuutta, ja näin valmistetuilla induktioroottoreilla voidaan saavuttaa jopa noin 550 m/s kehänopeus. Suurnopeusinduktiomoottoreissa tärkein vääntömomentin tuottamiseen liittyvä suure on käytetyn roottorimateriaalin resistiivisyys. Mitä matalampi resistiivisyys on, sitä suuremman vääntömomentin moottori tuottaa pienellä jättämällä. Roottorin matala resistiivisyys kasvattaa sen pinnalla tapahtuvia harmonisista yliaalloista johtuvia pyörrevirtahäviöitä [Pyr10]. Suurnopeusinduktiomoottorit vaativat reluktanssimoottoreita enemmän jäähdytystä, koska roottorin häkkikäämityksessä syntyvät pyörrevirtahäviöt lämmittävät moottoria sisältä. Erityisesti pienellä roottorilla varustetuissa suurnopeusinduktiomoottoreissa voi lämmön nousu olla erittäin nopeaa, jolloin jäähdytyksen on oltava tehokasta. Induktiomoottori ei tarvitse erillistä asentosensoria moottorin ohjauksen avuksi, toisin kuin avonapaiset reluktanssimoottorit, joissa magnetoinnin ohjaus pitää synkronoida roottorin asentokulman mukaan hyvän vääntömomentin tuottamiseksi [Pyr91].

Avonapainen reluktanssimoottori on askelmoottorista kehittynyt vanhin reluktanssimoottorityyppi. Nykyään avonapaisia suurnopeusreluktanssimoottoreita käytetään mm. lentokonesovelluksissa. Moottorirakenteessa on avoimet, ulkonevat navat sekä roottorissa että staattorissa, ja napojen käämitys on staattorinapojen ympärillä, jolloin navat voidaan magnetoida tasavirralla. Tämän vuoksi avonapaisten reluktanssimoottorien ohjaus vaatii erillisen tasavirtakonvertterin ja asentosensorin. Moottorityypin etuja ovat yksinkertainen, tilava rakenne, joka mahdollistaa tehokkaan jäähdytyksen suurnopeussovelluksissa [Pyr10]. Avonapaisten reluktanssimoottorin roottorihäviöt ja hitausmomentti ovat tyypillisesti pienet sekä vääntömomentti korkea. Lisäksi sillä on hyvä tehotehoisuus, vikasietokyky ja hyötysuhde laajalla nopeusalueella [Lip91].

Suurimmat ongelmat avonapaisten suurnopeusreluktanssimoottoreiden kilpailukyvyille ovat sen vääntömomentin korkea rippeli ja meluhaitat [Pyr10]. Nämä ongelmat johtuvat roottorin ulkonevasta naparakenteesta ja vääntömomentin syntytavasta. Induktiomoottoreihin verrattuna vääntömomenttirippeli on sietämättömän suuri, mikä rajoittaa merkittävästi avonapaisten reluktanssimoottorin sovelluskohteita. Lisäksi avonapaisten reluktanssimoottorin suunnittelu on monimutkaisempaa kuin muiden moottorityyppien, eikä se yllä yhtä korkeisiin anisotrooppisuussuhteisiin  $v$ , kuin kestmagnetoidut ja synkroniset reluktanssimoottorit [Vag97].

Kestomagneettimoottorit ovat rakenteeltaan tahtimoottorin kaltaisia, mutta niiden roottoriin on kiinnitetty erillisiä kestmagneettielementtejä. Elementit voidaan asentaa joko upottamalla ne roottorirakenteen sisään kuten kuvassa 2.2a, kiinnittämällä ne roottorin pinnan uriin kuten kuvassa 2.2b tai pinta-asentamalla ne liimauksella ja pinnalle valettavan lasikuitukalvon avulla kuten kuvassa 2.2c [Tuu04]. Kuviin on merkitty myös magneettisesti hyvin johtavat d-akselit eli pitkittäisakselit sekä huonosti johtavat q-akselit eli poikittäisakselit.



**Kuva 2.2.** Erilaiset kestopagneettien asennustavat sekä magnetointiakselit (*d*- ja *q*-akselit) kestopagneettimoottoreissa [Tuu04].

Kestomagneettimoottoreilla ei ole jättämää, eli roottorin teoreettinen sähköinen hyötysuhde on 100%. Muihin moottorityyppeihin verrattuna niillä voidaan myös käytännössä saavuttaa korkeampi hyötysuhde ja vääntömomentti moottorin kokoon nähden. Parhaimmillaan kestopagneettimoottorit ovat matalatehoisissa, pienen kokoluokan suurnopeusmoottorisovelluksissa. Muissa käyttökohteissa ja –sovelluksissa induktimoottori ja synkroninen reluktanssimoottori ovat tällä hetkellä parhaat vaihtoehdot suurnopeusmoottoriteknologian moottorityypiksi [Pyr10].

Kestomagneettimoottoreissa käytetyimmät kestopagneettimateriaalit ovat alumiinikoboltti, samarium-koboltti ja neodyymi-rauta-boori, joka on paras moottorin hyötysuhteen kannalta. Kestomagneettimateriaalit ovat harvinaisia ja kalliita, ja niillä on hauraina materiaaleina marginaalisen pieni vetolujuus. Tämä vaikeuttaa niiden työstämistä, kiinnittämistä ja käyttöä suurnopeussovelluksissa [Nou07].

Kestomagneettimoottoreiden suurnopeussovelluskäyttöjen ongelmat liittyvät kestopagneettien kestävyys- ja harvinaisuuden lisäksi magneettien aiheuttamiin jatkuviin rautahäviöihin ja suureen jäähdystarpeeseen. Kestomagneetti luo pysyvän magneettikentän, joka aiheuttaa moottorin ferromagneettisissa osissa häviöitä myös pelkällä tyhjäkäynnillä. Suurin ongelma on kuitenkin kestopagneettien demagnetoituminen. Jos magneettikentän voimakkuus kestopagneetin sisällä ylittää kestopagneettimateriaalin sisäisen koersiivikentän voimakkuuden, menettää se magneettiset ominaisuutensa. Näin voi käydä esimerkiksi suuren ankkurireaktion tai korkean lämpötilan takia. Lisäksi jo pelkkä lämpötilan nousu pienentää kestopagneettimateriaalien koersiivikentän voimakkuutta ja magnetoitumiskykyä. Esimerkiksi neodyymi-rauta-boorin koersiivikentän voimakkuus puolittuu lämpötilan noustessa  $+20^{\circ}\text{C}$ :sta  $+100^{\circ}\text{C}$ :een [Hof96]. Tämän vuoksi kestopagneettimoottoreiden huippuvääntömomenttia ja kentänheikennysalueen käyttöä joudutaan rajoittamaan, ja jäähdytyksen on oltava erityisen tehokas [Bol96]. Näiden haittapuolien vuoksi kestopagneettimoottorit eivät ole suurnopeussovelluksissa kovin luotettavia.

Kaikkien neljän moottorityypin suurnopeussoveltuvuuden etuja ja haittoja on koottu taulukkoon 2.1.

**Taulukko 2.1.** Eri moottorityyppien soveltuvuus suurnopeuskäyttöihin.

<b>Moottorityyppi</b>	<b>Edut</b>	<b>Haitat</b>
Induktiomoottori	<p>Tutkimustyö alkanut Suomessa jo vuonna 1991, useita prototyyppejä rakennettu ja testattu</p> <p>Ei tarvitse asentosensoria</p> <p>Toimii suhteellisella jättämällä, jolloin sähköinen hyötysuhde paranee nopeuden kasvaessa</p> <p>Kuparipäällystetyillä massiiviroottoreilla kehänopeuden raja on jopa 550 m/s</p>	<p>Pyörrevirtahäviöt roottorissa ja virtahäviöt häkkikäänityksessä</p> <p>Suuremmat roottorin lämpenemät kuin muilla moottorityypeillä</p> <p>Laminoiduilla roottorirakenteilla kehänopeuden raja on 200 m/s</p>
Avonapainen reluktanssi-moottori	<p>Jäähdytystä varten on tarjolla paljon tilaa</p> <p>Yksinkertainen roottorirakenne</p> <p>Pienet roottorihäviöt</p> <p>Korkea vääntömomentti roottorin hitausmomenttiin nähden</p> <p>Korkea tehotiheys</p>	<p>Tarvitsee erillisen konvertterin generoimaan tasasähköä</p> <p>Meluisa</p> <p>Ohjaus on vaikea toteuttaa</p> <p>Pienempi ansiotrooppisuus kuin kestopagnetoiduilla moottoreilla tai SRM:illa</p> <p>Tarvitsee asentosensorin</p>
Kestomagneetti-moottori	<p>Ei jättämää, teoreettinen sähköinen hyötysuhde 100%</p> <p>Paras vaihtoehto pienitehoisiin suurnopeuskoneisiin</p> <p>Pienet roottorihäviöt</p> <p>Ei tarvitse asentosensoria</p>	<p>Magneettien kiinnitys ja kestävyys ongelma suurilla nopeuksilla</p> <p>Kestomagneetit aiheuttavat rautahäviöitä myös tyhjäkäynnillä</p> <p>Demagnetoituminen</p> <p>Kalliit kestopagneettimateriaalit</p>
Synkroninen reluktanssi-moottori	<p>Ei jättämää, teoreettinen sähköinen hyötysuhde 100%</p> <p>Kiinteällä roottorirakenteella kehänopeudet jopa 400 m/s</p> <p>Edullinen, pieni inertia, nopea kiihdyttää</p> <p>Pienet roottorihäviöt</p>	<p>Roottorin alhainen mekaaninen kestävyys laminointirakenteella</p> <p>Laminoiduilla roottoreilla kehänopeuden yläraja on 130 m/s</p> <p>Vääntömomentin rippeli</p> <p>Tehokerroin on yleensä huonompi kuin induktiomoottoreilla</p>

Synkroninen reluktanssimoottori on kestmagnetoituja moottoreita parempi vaihtoehto vaativiin suurnopeussovelluksiin, koska sen käytössä ei tarvitse pelätä demagnetoitumista. Vähäisempien roottorihäviöiden vuoksi myös jäähdytysvaatimukset ovat pienemmät kuin kestmagneetti- ja induktiomootoreissa. Pienempi jäähdytyksen tarve on eräs synkronisen reluktanssimoottorin kilpailuetu. Sen roottorinrakenteen etuina ovat yksinkertaisuus, keveys ja induktioroottoriin verrattuna matalat valmistuskustannukset. Kevyillä roottorirakenteilla on pieni inertia, ja niiden pyörimisnopeutta voidaan muuttaa nopeasti. Lisäksi synkroninen pyörimisnopeus mahdollistaa 100% teoreettisen sähköisen hyötysuhteen [Pyr10].

Synkronista suurnopeusreluktanssimoottoria, ja erityisesti sen kaksinapaisia versioita, on tutkittu ja testattu laajalti suurnopeuskäytöissä. Tähän asti synkronisten reluktanssimoottoreiden suurimpina ongelmina ovat olleet vääntömomentin epätasaisuus ja riittävän kestävä roottorirakenteen löytäminen. Laminoidut roottorirakenteet eivät ole säilyttäneet muotoaan korkeilla nopeuksilla, eikä suurnopeusalueen käyttöön ole löytynyt muita yhtä kestäviä vaihtoehtoja kuin massiivi-induktioroottorit. Vääntömomentin epätasaisuus rajoittaa synkronisen reluktanssimoottorin käyttöä sovelluskohteissa, joissa suurnopeusmoottorilta vaaditaan äärimmäistä tasaisuutta ja työstötarkkuutta. Haittapuolista huolimatta synkronista reluktanssimoottoria pidetään haastajana ja varteenotettavimpana vaihtoehtona uudeksi suurnopeusmoottorityyppiksi induktiomootorin rinnalle [Pyr10].



### 3. SYNKRONINEN RELUKTANSSIMOOTTORI

Synkroninen reluktanssimoottori (SRM) on perinteiseen induktiomoottoriin verrattuna huomattavasti vieraampi, ja nykyään edelleen harvoin käytetty moottorityyppi. Ensimmäinen synkroninen reluktanssimoottori on Kostkon toteutus vuodelta 1923. 1960-luvulla synkronisia reluktanssimoottoreita käytettiin suurella menestyksellä mm. tekstiiliteollisuudessa, jossa sillä saatiin valmistettua tasalaatuisempaa kuitumateriaalia kuin aiemmin käytössä olleilla ohjattavilla DC-moottoreilla ja induktiomoottoreilla. Kun induktiomoottoreiden tarkka nopeuden säätö tuli taajuusmuuttajien käytön myötä mahdolliseksi 1980-luvulla, hävisi suurin mielenkiinto kaupallisia SRM:ita kohtaan. Myös reluktanssimoottoreiden huono tehokerroin ja vääntömomentin epätasaisuus auttoivat induktiomoottoriteknologian valta-aseman vahvistumista.

SRM:ien kehitys- ja tutkimustyö on kuitenkin jatkunut. Roottorirakenteen ja stattorikäämityksen suunnittelulla on saatu merkittävää parannusta aiemmpiin suorituskäyttöön huonoihin SRM:iin verrattuna [Mog10]. Näin myös synkronisten reluktanssimoottoreiden kaupallista potentiaalia on saatu lisättyä, mutta toistaiseksi ne eivät ole pystyneet kilpailemaan yleismoottorimarkkinoilla perinteisten induktiomoottoreiden rinnalla. Vuonna 1998 markkinoille tulivat pienet synkroniset reluktanssiservokäytöt, ja reluktanssimoottoreiden potentiaaliin luottaen ABB Motors on tuomassa uutta nelinapaisten reluktanssimoottoreiden, keskikokoisen 280 IEC-runkokoon tuotteita markkinoille kevään 2011 aikana.

Synkroninen reluktanssimoottori on rakenteeltaan ja ominaisuuksiltaan lähellä perinteistä tahtimoottoria. Se pyörii tahtikoneen tavoin verkon taajuuden ja moottorin napapariluvun määräämällä tahtinopeudella, ja taajuusmuuttajakäytössä sillä saavutetaan suuria pyörimisnopeuksia ilman induktiomoottoreille tyypillistä jättämää. Synkroninen reluktanssimoottori ei tarvitse erillistä magnetointia tai käämistä roottoriin, vaan se toimii reluktanssiperiaatteella toisin kuin perinteinen induktiomoottori. Tämän vuoksi reluktanssimoottorin roottorihäviöt ovat pienet ja hyötysuhde induktiomoottoria parempi. Toisaalta reluktanssimoottori kärsii tyypillisesti suuresta vääntömomentin heilahtelusta. Molempien moottorityyppien staattorit ovat samanlaisia, joten niiden toimintaperiaatteen erottaa ainoastaan erilainen roottorirakenne [Tuu04].

#### 3.1. Moottorin toimintaperiaate

Reluktanssimoottorin toiminta perustuu ns. reluktanssivääntömomentin hyödyntämiseen. Ilmiönä reluktanssivääntömomentti huomattiin jo 1800-luvun loppupuolella [Mog10]. Reluktanssivääntömomentti syntyy roottorin akselille moottorin

magneettiin reluktanssin vaihtelun aiheuttamana. Staattorikäämeihin syötetty virta luo Amperen virtalain mukaisesti johtimen ympärille magneettikentän, jonka suuruus riippuu magneettiin pituudesta  $l$  ja magneettikentän voimakkuudesta  $H$ . Magneettikenttä sulkeutuu staattorin, ilmapälin ja roottorin kautta muodostaen moottoriin magneettiin ja magnetomotorisen voiman (mmv)  $F_m$

$$\oint \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = N_w I = F_m , \quad (3.1)$$

missä  $N_w$  on staattorikäämikierrosten lukumäärä ja  $I$  käämissä kulkeva staattorivirta. Magnetomotorinen voima voidaan ilmaista myös magneettiinreille Ohmin lain kanssa analogisesta Hopkinsonin laista

$$F_m = R_m \Phi = R_m A_p B , \quad (3.2)$$

missä  $\Phi$  on magneettivuo ja  $R_m$  magneettiin vastus eli reluktanssi. Lisäksi magneettivuo voidaan määrittellä materiaalin poikkipinta-alan  $A_p$  ja siinä vaikuttavan magneettivuon tiheyden  $B$  tulona. Käyttämällä tätä määritelmää sekä magneettikentän voimakkuutta ja -vuontiheyttä yhdistävää väliaine-yhtälöä, saadaan reluktanssi esitettyä materiaalin magneettista käytöstä kuvaavan permeabiliteetin  $\mu$ , magneettisen materiaalin pinta-alan  $A_p$  ja magneettiin pituuden  $l$  avulla [Mol00]

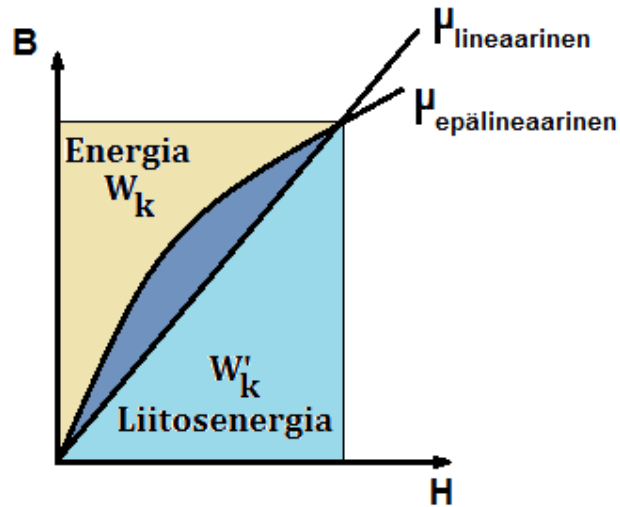
$$R_m = \oint \frac{dl}{\mu A_p} . \quad (3.3)$$

Magnetomotorisen voiman aikaansaamasta magneettivuosta osa kulkeutuu aina päävuon reitistä poiketen ja sulkeutuu muuta reittiä ennen roottorin läpäisyyä. Tämä magneettikentän hajavuo on aina olemassa, ja se hukkaa osan magneettiin energiasta. Suurin osa mmv:sta kuluu magneettiin huonosti johtavassa osassa, missä myös reluktanssi on suuri. Sähkömoottorin magneettiinrissä tämä osa on moottorin ilmapäli, missä mmv vaikuttaa pyrkien pienentämään sitä ja saattamaan magneettivuon kulkemaan aina reluktanssiltaan pienimmän materiaalin kautta. Magnetomotorinen voima ajaa magneettiin energia kannalta edullisimpaan minimienergiatilaan, jossa mahdollisimman pieni osa magneettiin energiasta on varastoituneena roottorin ulkopuolelta sulkeutuvaan hajavuo magneettikenttään [Nou07]. Jos moottorin induktanssi ja permeabiliteetti käyttäytyvät lineaarisesti, ovat magneettikentän energia ja liitosenergia yhtäsuuret, ja magneettikenttään varastoitunut energia  $W_k$  saadaan magneettikenttäsuureiden avulla yhtälöstä

$$W_k = \frac{1}{2} \int_V \mathbf{B} \cdot \mathbf{H} dV = W_k' , \quad (3.4)$$

jossa  $W_k'$  on ns. liitosenergia ja  $V$  tarkasteltava tilavuus. Liitosenergia määritellään yhtä suureksi magneettiin tehdyn mekaanisen työn kanssa. Epälineaarisessa tapauksessa

induktanssi pienenee, magneettiirin reluktanssi kasvaa ja liitosenergian osuus magneettiirin energiasta lisääntyy pienentäen magneettikentän energiaa. Näiden energioiden osuudet eri tilanteissa on esitetty kuvassa 3.1.



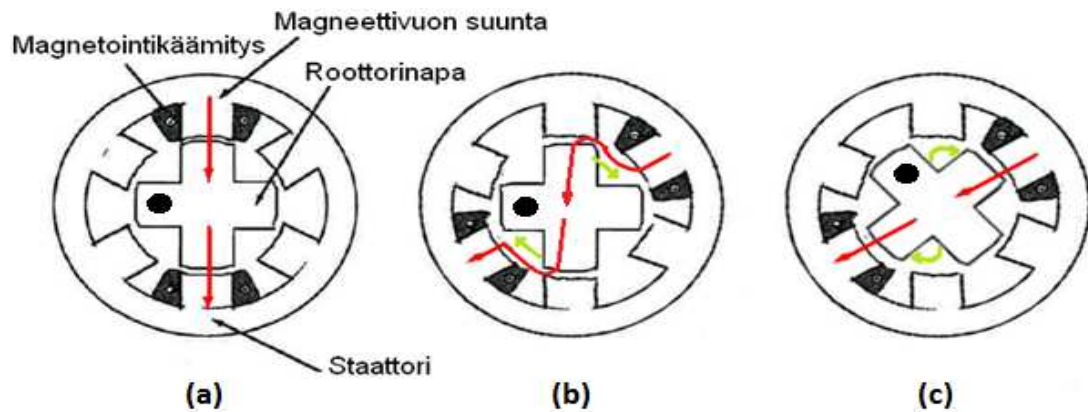
**Kuva 3.1.** Permeabiliteetin lineaarisuuden vaikutus magneettiirin päämagneettikenttään varastoituvaan energiaan  $W_k$  ja liitosenergiaan  $W'_k$  [Lee09].

Magneettiirin reluktanssin pienentämiseksi mmv tekee työtä, joka pienentää liitosenergiaa pyrkien maksimoimaan päämagneettikenttään varastoituvaa energiaa [Lee09]. Ilmavälin pieneneminen lisää päämagneettivuota ja magneettiirin kenttään varastoitunutta energiaa muuttaen näin magneettiirin liitosenergiaa roottorin pyöriessä.

Reluktanssivääntömomentti  $T_r$  on seurausta ilmavälissä vaikuttavasta magnetomotorisesta voimasta, ja se määritellään liitosenergian osittaisderivaattana

$$T_r = \left| \frac{\partial W'_k(i, \theta)}{\partial \theta} \right| \quad (3.5)$$

roottorin mekaanisen asentokulman  $\theta$  suhteen, kun magneettikentän aiheuttama staattorivirta  $i$  on vakio. Staattorivirran synnyttämä magneettivuo kulkee kuvan 3.2a mukaisesti staattorista ilmavälin kautta roottoriin ja sulkeutuu taas staattorin kautta. Kun magneettivuon paikka siirtyy staattorin magnetoinnin muutoksen myötä kuvan 3.2b esittämällä tavalla, ojentuu roottori aina mmv:n vaikutuksesta magneettivuon suuntaisesti, kuten kuvassa 3.2c, minimoiden magneettiirin reluktanssin ja maksimoiden päämagneettikenttään varastoituvan energian pienentäen liitosenergiaa. Staattorivirran vaihdellessa johtimissa sinimuotoisesti muuttuu magnetointi roottorin asennon mukaan staattorin kehällä, ja roottorin akselille saadaan aikaan jatkuva vääntömomentti ja yhtenäinen pyörimisliike [Fra93].



**Kuva 3.2.** Reluktanssiroottorin kääntyminen (vihreät nuolet) magnetoinnin aikaansaaman päämagneettivuon (punaiset nuolet) muutoksen mukana.

Jotta reluktanssimomentti saadaan aikaan, on ilmvälin reluktanssin muututtava mekaanisen asentokulman funktiona, ja roottorin oltava anisotrooppinen eli roottorin magneettisen johtavuuden on oltava erisuuri eri tarkastelusuunnista katsottuna. Anisotrooppisuus voidaan toteuttaa joko roottorin pinnan geometrisellä muotoilulla, kuten kuvan 3.2 avonapaisessa reluktanssiroottorissa, tai yleisemmin roottorin sisäistä topologiaa muuttamalla, jolloin roottori säilyy pinnalta sylinterimäisenä, mutta reluktanssi roottorin sisällä vaihtelee tarkastelusuunnasta riippuen. Kun staattonin muodostama magneettivuo kiertää moottorin ilmvälissä synkronisella pyörimisnopeudella, seuraa roottori synkronisesti ilmvälissä pyörivää magneettikenttää.

### 3.2. Moottorin analyyttinen mallinnus

Sähkömoottoreita voidaan mallintaa joko analyyttisesti tai monilla numeerisilla tietokonepohjaisilla menetelmillä. Yksinkertaisimmillaan synkronisen reluktanssimoottorin kuvaamiseen voidaan käyttää yksivaiheista sijaiskytkentää. Muita analyyttisiä menetelmiä ovat mm. monimutkaisempiin sähkö- ja magneettiipiireihin perustuvat sijaiskytkentä- ja yhtälömallit. Analyyttisten menetelmien peruseriaatteena on ratkaista mallinnettavan sijaiskytkennän parametrit moottorin kulloisessakin käytettävässä toimintapisteessä. Näillä menetelmillä on kuitenkin myös useita rajoitteita, eikä niillä voida kuvata moottorissa tapahtuvia kolmiulotteisia ilmiöitä, kuten staattonihampaiden tai -urien muodon vaikutusta ilmvälivuohon tai pyörrevirtahäviöiden ilmenemistä roottorissa [Tal05].

Nykyään sähkökonesuunnittelussa käytetään tietokoneavusteisia suunnitteluohjelmia, jotka laskevat moottorin toimintapisteen parametrit nopeasti yksinkertaisen analyyttisen mallin perusteella. Testauksesta saatujen mittaustulosten kanssa yhdessä nämä mallit ovat tarpeeksi luotettavia päivittäiseen moottoreiden sovellussuunnitteluun. Sähkömoottoreiden analyyttisessä tarkastelussa paljon käytetty malli on roottorikoordinaatistoon sidottu kaksiakselimalli. Sen avulla voidaan mallintaa synkronisen reluktanssimoottorin tyypillisiä ominaisuuksia ja toimintaa [Luo82].



poikittaisreaktanssit saadaan vakioitua tarkastelemalla tilannetta roottorin pyörimisnopeuteen kiinnitetyssä koordinaatistossa [Luo82].

Kuvassa 3.3 roottoripuolella on kuvattu induktiomootoreille ominainen häkkikäämitys. Se koostuu roottorin ulkopinnalla olevista useimmiten kuparisista johdintangoista, jotka ovat keskenään oikosuljettuja roottorin päädyissä olevien oikosulkurenkaiden avulla. Yhdessä oikosulkurenkaat ja johdintangot muodostavat häkkimäisen käämityksen, joka induktiomootorissa saa aikaan roottorivuon ja moottorin toiminnan [Tuu04].

Synkronista reluktanssimootoria kuvaavat yhtälöt voidaan muodostaa kaksiakselimallin mukaisesta kuvasta 3.3. Tällöin saadaan staattorikäämien jänniteyhtälöt

$$\frac{d\Phi_d}{dt} = U_d - i_d R_d + \omega_r \Phi_q, \quad (3.6)$$

$$\frac{d\Phi_q}{dt} = U_q - i_q R_q - \omega_r \Phi_d, \quad (3.7)$$

missä viimeinen termi on roottorin pyörimisestä aiheutuva jännitekomponentti,  $\omega_r$  roottorin pyörimisnopeus,  $\Phi_q$  ja  $\Phi_d$  magneettivuon sekä  $R_d$  ja  $R_q$  staattoriresistanssin kaksiakselimallin suuntaiset komponentit. Roottorikäämeille saadaan vastaavasti jänniteyhtälöt

$$\frac{d\Phi_D}{dt} = U_D - i_D R_D, \quad (3.8)$$

$$\frac{d\Phi_Q}{dt} = U_Q - i_Q R_Q, \quad (3.9)$$

missä  $\Phi_Q$  ja  $\Phi_D$  ovat roottorin magneettivuon sekä  $R_D$  ja  $R_Q$  roottorikäämityksen resistanssin kaksiakselimallin suuntaiset komponentit. Reluktanssimootoreissa häkkikäämistystä voidaan käyttää käynnistyksen apuna ja vaimennuskäämityksenä suoraan verkkoon kytketyissä moottoreissa. Taajuusmuuttajaohjatuissa reluktanssimootoreissa ja suurnopeuskäytöissä ei häkkikäämistystä käytetä, jolloin roottoriyhtälön jännitteet ja virrat ovat nollia ja yhtälöt häviävät tarkastelusta [Bol96].

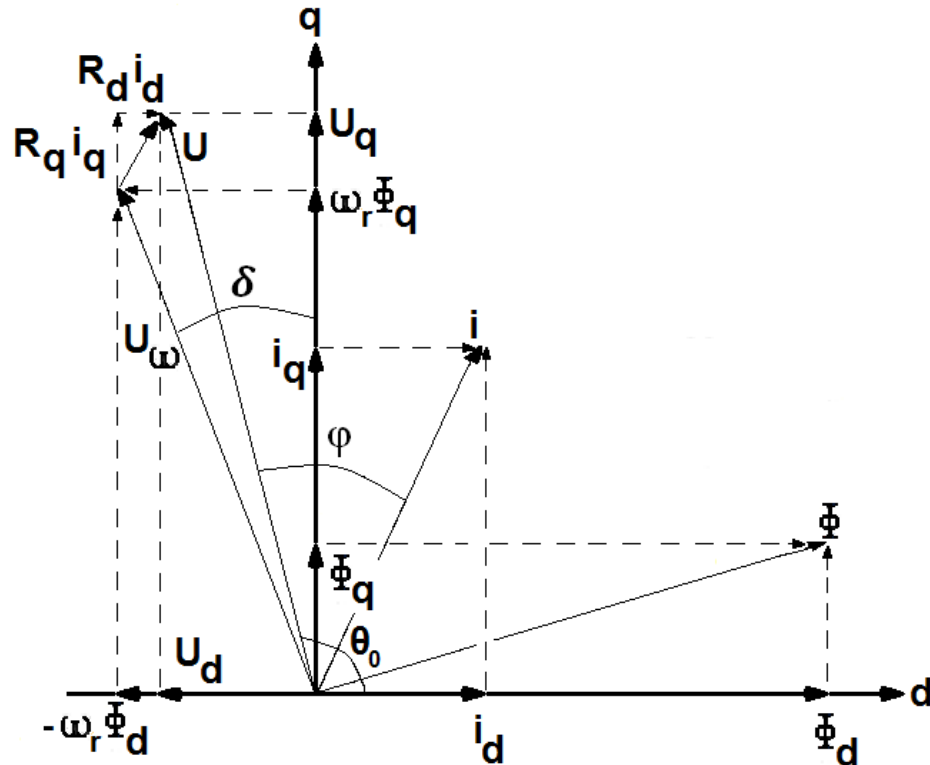
Kaksitasomallin mukaisesti saadaan myös vuoyhtälöt pitkittäissuuntaisen d-akselin magneettivuolle ja poikitaissuuntaisen q-akselin magneettivuolle

$$\Phi_d = L_{s\sigma} i_d + L_{dm} (i_d + i_D), \quad (3.10)$$

$$\Phi_q = L_{s\sigma} i_q + L_{qm} (i_q + i_Q), \quad (3.11)$$

missä esiintyvät induktanssisuureet ovat pitkittäis- ja poikittaisakselien suuntaiset magnetointi-induktanssit  $L_{dm}$  ja  $L_{qm}$  sekä hajainduktanssi  $L_{s\sigma}$ . Magneettivuoyhtälöissä esiintyvillä käämistysten induktansseilla on suuri vaikutus reluktanssimootoreiden toimintaan ja suorituskykyyn [Luo82].

Edellä esitettyjen kaksiakselimallin staattorin jänniteyhtälöiden 3.6 ja 3.7 perusteella saadaan muodostettua synkronista reluktanssimootoria kuvaava osoitinpiirros 3.4. Kuvassa pitkittäis- ja poikittaisakselien suureiden summana saadaan osoittimet moottorin staattoriresistanssille, staattorivirralle  $i$ , staattorijännitteelle  $U$ , pyörivän roottorin aiheuttamalle jännitekomponentille  $U_\omega$  sekä magneettivuolle  $\Phi$ .



Kuva 3.4. SRM:n kaksiakselimallin mukainen osoitinpiirros [Mog10].

Osoitinpiirroksista nähdään myös SRM:n virran ja jännitteen välinen vaihesiirtokulma  $\varphi$ , staattorijännitteen ja d-akselin välinen sähköinen siirtokulma  $\theta_0$  sekä moottorin tehokulma  $\delta$ . Staattorijännitteen ollessa q-akselin vasemmalla puolella toimii reluktanssikone moottorina, ja sähköinen siirtokulma on  $\theta_0 = (\pi/2 + \delta)$ . Generaattorikäytössä sähköinen siirtokulma on  $\theta_0 = (\pi/2 - \delta)$  ja tehokulma alle 90 astetta. Tällöin staattorijännite on q-akselin oikealla puolella. Kuormakulma on roottorin pyörimisestä aiheutuvan jännitekomponentin  $U_\omega$  ja q-akselin jännitteen  $U_q$  välinen kulma [Bol96].

### 3.2.2. Pitkittäis- ja poikittaisinduktanssit

Synkronisen reluktanssimoottorin magnetointi-induktanssit  $L_{dm}$  ja  $L_{qm}$  kuvaavat staattorikäämityksen aikaansaamaa päävuota. Päävuo on moottorin efektiivinen vuo, joka tuottaa vääntömomentin moottorin akselille.  $L_{s\sigma}$  on staattorikäämityksen hajainduktanssi, ja se kuvaa hajamagneettivuota, joka ei kulkeudu staattorista ilmapälin kautta roottoriin. Hajavuo ei osallistu vääntömomentin tuottamiseen, vaan sulkeutuu jo ilmapälinissä, käämitysten päädyissä tai staattoriurien ja –hampaiden kautta. Yhdessä

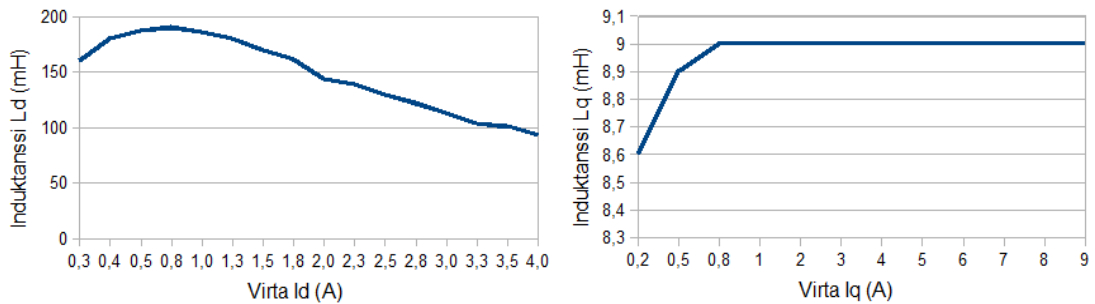
nämä vuokomponentit muodostavat roottorin kokonaisinduktanssit pitkittäis- ja poikittaissuunnassa

$$L_d = L_{dm} + L_{s\sigma}, \quad (3.12)$$

$$L_q = L_{qm} + L_{s\sigma}. \quad (3.13)$$

Pitkittäisinduktanssi  $L_d$  muodostuu d-akselin suuntaisesti kulkevan staattorivirran kohtaamasta reaktanssista  $X_d$  ja poikittaishinduktanssi  $L_q$  staattorivirran q-akselin suuntaisen komponentin kohtaamasta reaktanssista  $X_q$  [Luo82].

Avaruusvektorteoriaan pohjautuvassa kaksiakselimallissa induktanssien oletetaan käyttäytyvän lineaarisesti. Todellisuudessa magneettipiirissä tapahtuu saturoitumista, jolloin virran lisäys ei enää lisää magneettipiirissä kulkevaa magneettivuota lineaarisesti. Tämä vaikuttaa kuvan 3.5 mukaisesti reluktanssimootorin mallinnuksessa käytettävien induktanssien arvoihin.



**Kuva 3.5.** Pitkittäis- ja poikittaishinduktanssi virran funktiona [Bol96].

Kuvasta havaitaan, että pitkittäishinduktanssi  $L_d$  on erittäin altis staattorivirran kasvun aiheuttamalle saturoitumiselle. Kasvava staattorivirta saturoi synkronisen reluktanssiroottorin kapeat vuoväylät, jolloin reluktanssi väylillä kasvaa, d-akselin suuntaisen vuon pääsy roottoriin vaikeutuu ja  $\Phi_d$  pienenee [Pla92]. Tämän vuoksi  $L_d$  on staattorivirran  $I_d$  komponentin funktio. Sitävastoin poikittaishinduktanssi  $L_q$  pysyy kutakuinkin vakiona, vaikka magneettipiiri kyllästyisikin.

Koska vääntömomentin tuotto on suoraan verrannollinen näiden induktanssien erotukseen, magneettipiirin saturoituminen pienentää reluktanssimootorin vääntömomenttia. Kokonaisinduktanssit  $L_d$  ja  $L_q$  vaikuttavat vahvasti reluktanssimootorin synkronoitumiskykyyn ja roottorissa ilmeneviin värähtelyihin. Roottorin pitkittäis- ja poikittaishinduktanssin suhdetta nimitetään anisotrooppisuussuhteeksi  $\vartheta$

$$\vartheta(i_d, i_q) = \frac{L_d(i_d)}{L_q(i_q)}. \quad (3.14)$$

Anisotrooppisuussuhde on merkittävä tekijä reluktanssimootoreiden suunnittelussa, mallintamisessa ja suorituskyvyn arvioinnissa [Mog10].



Reluktanssiroottorin rakenne pyritään tekemään mahdollisimman anisotrooppiseksi. Tarkoituksena on saada magneettivuo kulkemaan roottorissa hyvin vain d-akselin suuntaisesti, ja pyrkiä estämään sen eteneminen q-akselin suunnassa. Tällöin kasvatetaan pitkittäisinduktanssia ja pienennetään poikittaisinduktanssia erilaisin roottorirakentein, pyrkien maksimoimaan anisotrooppisuussuhdetta  $\vartheta$  [Bol96]. Uusien roottorirakenteiden anisotrooppisuuden parantaminen perustuu pääosin pelkästään q-akselin suuntaisesti etenevän magneettivuon ja induktanssin pienentämiseen.

### 3.3. Moottorin suorituskyky

Sähkömoottoreiden suorituskykyä mitataan pääasiassa moottorin suorittaman energianmuunnoksen tehokkuutta kuvaavin tunnusluvuin. Näistä tärkeimmät ovat ulostuloteho, vääntömomentti, hyötysuhde, häviöt sekä tehokerroin. Moottoreita voidaan vertailla myös niiden dynaamisten ominaisuuksien kuten kiihtyvyyden, vääntömomentin nousuajan, kentänheikennysalueen laajuuden, termisten käyttörajojen, vääntömomentin epätasaisuuden eli rippelin sekä ohjauksen vasteajan osalta. Lisäksi moottoreita voidaan verrata hankinta-, käyttö- ja huoltokustannuksiin perustuvilla laskelmilla sekä moottorin kokoon tai painoon suhteutetun ulostulotehon tai – vääntömomentin avulla [Bol96].

SRM pystyy haastamaan induktiomoottorin vääntömomentin, hyötysuhteen sekä tehokertoimen osalta [Bom02], ja se tuottaa suuremman vääntömomentin painoonsa ja tilavuuteensa nähden kuin vastaavankokoinen induktiomoottori. Tämän lisäksi SRM:n hitausmomentti on vastaavankokoista induktiomoottoria pienempi, jolloin sen käynnistys on nopeampaa [Lov97].

#### 3.3.1. Tehokerroin

Tehokerroin määritellään moottorin pätötehon ja näennäistehon suhteena. Mitä moottorin tehokerroin on, sitä vähemmän virtaa se tarvitsee tietyllä jännitteellä ja taajuudella määrätyn vääntömomentin tuottamiseen. Hyvä tehokerroin pienentää moottorin staattorissa tapahtuvia virtahäviöitä ja parantaa moottorin hyötysuhdetta [Bol96]. SRM:n tehokerroin on riippuvainen roottorin anisotrooppisuudesta, joka määrittelee reluktanssimoottorin teoreettisen tehokertoimen maksimiarvon  $PF_{max}$  [Hof00]

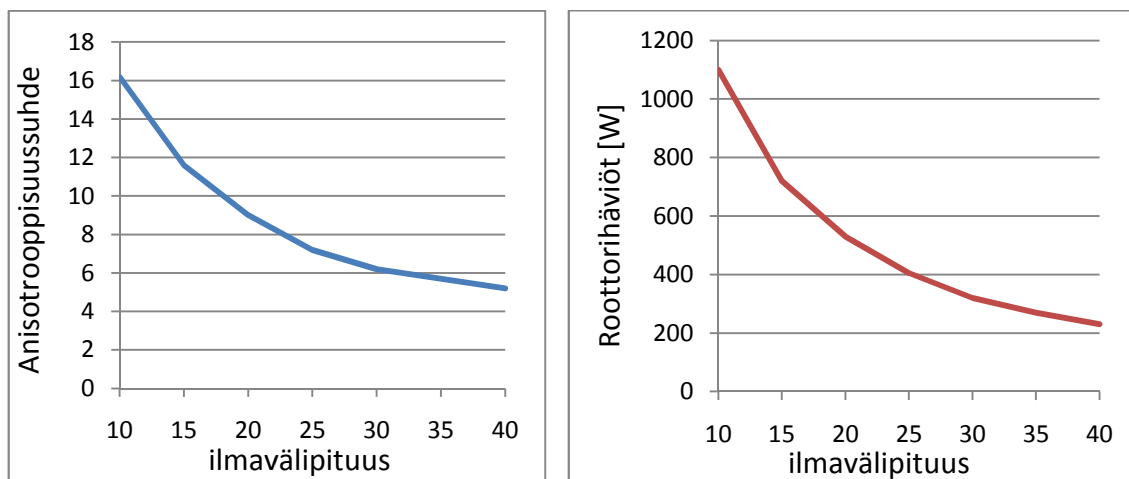
$$PF_{max} = \frac{L_d/L_q - 1}{L_d/L_q + 1} = \frac{\vartheta - 1}{\vartheta + 1}. \quad (3.15)$$

Huono tehokerroin on ollut SRM:iden keskeinen ongelma ja kilpailuhaitta induktiomoottoreihin nähden. Nykyisillä roottorirakenteilla anisotrooppisuussuhdetta on kuitenkin saatu kasvatettua, ja SRM pystyykin saavuttamaan yhtä hyvän tai jopa paremman tehokertoimen kuin vastaavan kokoinen induktiomoottori [Lov97], [Lip91].

### 3.3.2. Ilmavälipituuden vaikutus

Sähkömoottorin tuottaman energiamuunnoksen välikappaleena toimii moottorin ilmaväli. Ilmavälipituudella on merkittävä vaikutus ilmavälissä esiintyviin permeanssiharmonisiin yliaaltoihin ja sitä kautta moottorin suorituskykyyn. Synkronisten reluktanssikoneiden suorituskyky on taas oleellisesti liitoksissa edellä esiteltyyn anisotrooppisuussuhteeseen. Pitkittäis- ja poikittaisinduktansseihin voidaan tehokkaasti vaikuttaa säätelämällä ilmavälipituutta, koska se on suoraan verrannollinen magneettipiirin reluktanssiin ja kääntäen verrannollinen induktansseihin. Ilmavälin pidentäminen lisää magneettipiirin reluktanssia ja vastaavasti pienentää sähköpiirin magneetikentän synnyttäviä induktansseja. Tämä johtaa moottorin anisotrooppisuussuhteen laskuun, ja sitä kautta moottorin tuottaman vääntömomentin ja tehokertoimen pienentymiseen [Hof00].

Ilmavälin kasvattamisella saavutetaan kuitenkin myös tärkeitä etuja. Pidempi ilmaväli vähentää siinä esiintyviä yliaaltoja, jolloin moottorin vääntömomenttirippeli, melu ja tärinät pienenevät. Myös roottorihäviöt pienenevät ilmavälin kasvattamisen myötä. Ilmavälipituuden vaikutusta SRM:n roottorihäviöihin ja anisotrooppisuussuhteeseen on havainnollistettu kuvassa 3.6.

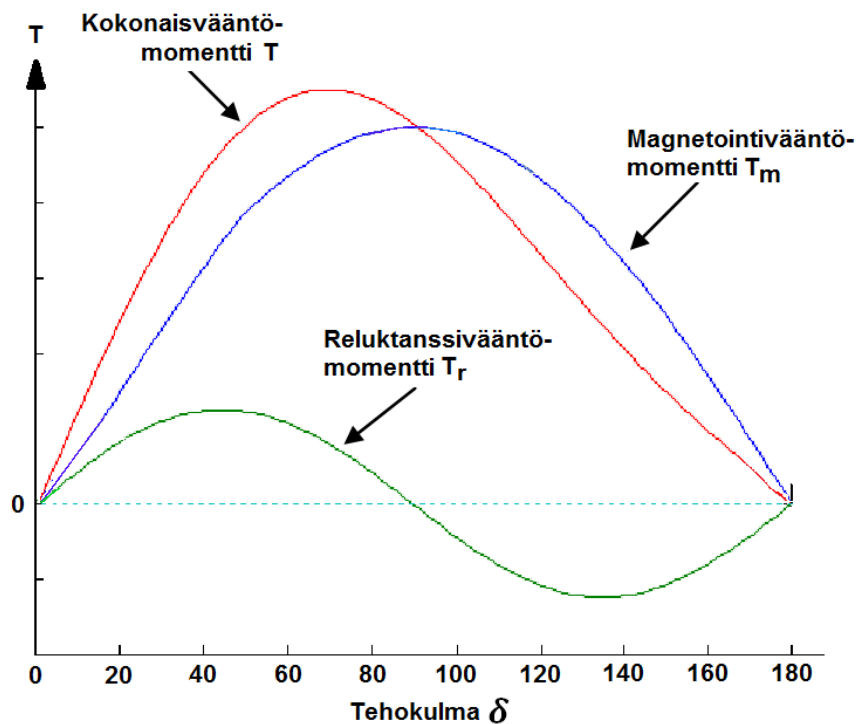


**Kuva 3.6.** Ilmavälipituuden vaikutus anisotrooppisuussuhteeseen ja roottorihäviöihin 10 kW suurnopeus-SRM:illa 10000 rpm:n toimintapisteessä [Hof00].

Ilmavälipituuden valinta on optimointia näiden suorituskykyparametrien ja niiden tärkeyden välillä. Ilmavälipituuden kasvatus pienentää keskimääräistä vääntömomenttia, jolloin staattorivirtaa joudutaan lisäämään vääntömomentin ylläpitämiseksi. Tämä lisää staattorikäämityksen virtahäviöitä. Nämä virtahäviöt kasvavat hitaammin kuin roottorin lämpöhäviöt pienenevät, joten ilmavälipituuden kasvatus voidaan käyttää hyväksi erityisesti uraharmonisten yliaaltojen pienentämisessä. Yliaaltojen pienentyessä myös magneettivuon tiheyden vaihtelut roottorin pinnalla pienenevät [Pyr91b].

### 3.3.3. Vääntömomentti

Eräs sähkömoottorin tärkeimpiä suorituskyvyn mittareita on moottorin akselilta saatava vääntömomentti. Sähkömoottoreiden vääntömomentti  $T$  muodostuu yleisesti roottorin magnetoinnin aiheuttaman vääntömomentin  $T_m$  ja reluktanssivääntömomentin  $T_r$  summasta kuvan 3.7 mukaan, ja se riippuu käytettävän tehokulman arvosta. Vain häkkikäämityksellä varustetuissa reluktanssimoottoreissa magnetoinnista aiheutuva vääntömomenttikomponentti on merkittävä. Taajuusmuuttajakäyttöiset SRM:it ovatkin usein häkittömiä, jolloin magnetointivääntömomenttikomponentti voidaan jättää huomiotta, ja kokonaisvääntömomentti syntyy pelkästään reluktanssivääntömomentistä [Tuu04]. Reluktanssivääntömomentin suunta vaihtuu tehokulman funktiona, ja reluktanssikone voi toimia moottorina tai generaattorina  $180^\circ$  tehokulman sisällä.



**Kuva 3.7.** Eri vääntömomenttikomponentit tehokulman funktiona [Tuu04].

Eräs suurimmista SRM:n ongelmista on sen vääntömomentin heilahtelu eli suuri vääntömomenttirippeli. Häkittömissä reluktanssimoottoreissa ei ole induktiomootoreiden häkkikäämityksen kaltaista vaimennusefektiä yliaaltojen aiheuttamia transienteja vastaan, joten suurnopeuskäytössä olevilla synkronisilla reluktanssimoottoreilla tällaisen vaimentavan käämityksen puuttuminen voi aiheuttaa roottorissa epästabiilia toimintaa, tärinöitä ja kovia meluhaittoja [Mil98].

Perinteisissä analyysissä vääntömomenttirippeli jätetään usein huomiotta, jolloin SRM:in keskimääräisen vääntömomentin arviointiin käytetään yleisesti kaksiakselimallin avulla saatavaa reluktanssivääntömomenttiyhtälöä

$$T_r = \frac{3}{2}p(L_d - L_q)i_d i_q. \quad (3.16)$$

Reluktanssimootorin napapariluvun  $p$  lisäksi reluktanssimomenttiin vaikuttavat staattorivirran komponentit sekä roottorin pitkittäis- ja poikittaisinduktanssien erotus. Anisotrooppisuussuhdetta kasvattamalla voidaan lisätä SRM:n antamaa vääntömomenttia. Tämä on staattorivirran kasvattamista parempi keino, koska staattorivirran kasvattaminen lisää resistiivisiä virtahäviöitä, ja voi johtaa pitkittäisinduktanssin saturoitumiseen ja vääntömomentin romahtamiseen [Bol96].

SRM:n vääntömomenttirippeli aiheutuu vääntömomentin pulssimaisesta syntyvästä ja roottorin induktanssien asentokulmariippuvuudesta. Vääntömomentti on luonteeltaan dynaaminen suure, johon vaikuttaa roottorin asentokulman lisäksi magneettivuon käyttäytyminen sekä roottoripinnalla tapahtuvat pyörrevirtahäviöt. Reluktanssivääntömomentin yleinen määritelmä esiteltiin reluktanssimootorin toimintaperiaatteen yhteydessä liitosenergian avulla. Liitosenergia  $W'_k$  voidaan määrittellä myös staattorivirtavektorin  $\mathbf{I}_{dq}$ , sen transpoosin  $\mathbf{I}_{dq}^T$  sekä induktanssimatriisin  $\mathbf{L}(\theta)$  avulla yhtälöllä [Fra93]

$$W'_k = \frac{1}{2} \mathbf{I}_{dq}^T \mathbf{L}(\theta) \mathbf{I}_{dq} = \frac{1}{2} \mathbf{I}_{dq}^T \boldsymbol{\Phi}_{dq}, \quad (3.17)$$

mikä on myös lausuttavissa staattorivirtavektorin transpoosin ja magneettivuovektorin  $\boldsymbol{\Phi}_{dq}$  avulla. Sijoittamalla jälkimmäinen muoto yhtälöön 3.5 saadaan vääntömomentti esitettyä vektorimuodossa

$$T_r = \left| \frac{\partial W'_k}{\partial \theta} \right| = p \boldsymbol{\Phi}_{dq} \times \mathbf{I}_{dq} + \frac{1}{2} \mathbf{I}_{dq}^T \frac{\partial \boldsymbol{\Phi}_{dq}}{\partial \theta}, \quad (3.18)$$

jossa vääntömomentin ensimmäinen vuo- ja virtavektoreiden muodostama vektoritulo-termi on pääasiallinen reluktanssivääntömomentin synnyttävä komponentti ja ainut vaikuttava komponentti, kun induktanssien oletetaan olevan vakioita roottorin mekaanisen asentokulman  $\theta$  funktiona. Todellisuudessa pitkittäis- ja poikittaisinduktanssit ovat riippuvaisia asentokulman muutoksesta, jolloin myös syntyvä magneettivuo on siitä riippuvainen. Tämän tarkennuksen myötä vääntömomenttiyhtälön 3.18 molemmat termit vaikuttavat vääntömomentin syntymiseen ja aiheuttavat siihen oman rippelikomponenttinsa. Ensimmäisen termin rippelikomponentti syntyy magneettivuovektorin  $\boldsymbol{\Phi}_{dq}$  oskilloinnista asentokulman funktiona, ja toinen rippelikomponentti syntyy summan jälkimmäisen termin vuon muutoksesta asentokulman suhteen. Näistä jälkimmäinen mekanismi on yleensä merkittävämpi vääntömomenttirippelin aiheuttaja [Fra93].

Rippelikomponentit voidaan erottaa myös kaksiakselimallin mukaisin merkinnöin, jolloin asentokulman  $\theta$  mukaan vaihtelevia induktansseja kuvataan yhtälöillä

$$L_d(\theta) = L_{do} + \Delta L_d \cos(pQ_s\theta), \quad (3.19)$$

$$L_q(\theta) = L_{qo} - \Delta L_q \cos(pQ_s\theta), \quad (3.20)$$

$$L_{dq}(\theta) = -\Delta L_{dq} \sin(pQ_s\theta), \quad (3.21)$$

missä  $Q_s$  on staattoriurien lukumäärä,  $p$  napapariluku,  $L_{do}$  ja  $L_{qo}$  induktanssien pitkittäis- ja poikittaisakselien suuntaisten komponenttien vakio-osuus sekä  $\Delta L_d$  ja  $\Delta L_q$  asentokulman muutoksesta aiheutuvan induktanssikomponenttien muutosten amplitudit. Lisäksi  $\Delta L_{dq}$  on kaksiakselimallin d- ja q-akseleiden käämitysten keskinäisinduktanssitermin amplitudi. Sijoittamalla induktanssiyhtälöt 3.19, 3.20 ja 3.21 yhtälöön 3.16 saadaan keskimääräisen vääntömomentin komponentti ja rippelikomponentit eroteltua omiksi termeikseen

$$\begin{aligned} \frac{T_r}{p} = & (L_{do} - L_{qo})i_d i_q + \left( \frac{\Delta L_d + \Delta L_q}{2} - \frac{Q_s}{2} \Delta L_{dq} \right) 2i_d i_q \cos(pQ_s\theta) \\ & + \left[ \frac{Q_s}{2} (\Delta L_d i_q^2 + \Delta L_q i_d^2) - \Delta L_{dq} (i_q^2 - i_d^2) \right] \sin(pQ_s\theta), \end{aligned} \quad (3.22)$$

missä  $i_d$  ja  $i_q$  ovat kaksiakselimallin mukaiset staattorivirrat. Yhtälön ensimmäinen termi kuvaa keskimääräistä vääntömomenttia, ja toinen termi vääntömomenttiin suoraan verrannollista rippelikomponenttia, joka moottorin tyhjäkäydessä on nolla. Viimeinen termi on moottorin pyöriessä aina esiintyvä rippelikomponentti [Fra93].

Yleisesti vääntömomenttirippeli on suoraan verrannollinen ilmvälivuossa vaikuttavien yliaaltokomponenttien määrään. Mitä vähemmän yliaaltokomponentteja ilmvälivuossa on, sitä pienempi on vääntömomenttirippeli. Yliaaltoja vähentävät keinot auttavat myös vääntömomenttirippelin pienentämisessä. Siksi aiemmin esitellyjen keinojen lisäksi vääntömomentin rippeliä voidaan pienentää käyttämällä vinoutusmenetelmää [Tuu04].

Vinouttamisessa staattoria tai helpommin vinoutettavissa olevaa roottoria kierretään pyörimisakselinsa suunnassa itsensä ympäri, tyypillisesti yhden staattorin urajaon verran. Uran vinous pyritään sovittamaan vuontiheysaallossa esiintyvän eliminoidavan yliaaltokomponentin aallonpituuden mukaan. Tällöin kyseisen yliaallon roottorisauvoihin indusoimat jännitteet ovat vastakkaisessa vaiheessa ja kumoavat toisensa, eikä roottorisauvoihin synny yliaaltovirtaa. Vinouttaminen ei kuitenkaan yksinään tuo ratkaisua reluktanssimoottoreiden vääntömomentin rippeliongelmaan [Aur96].

Synkronisille reluktanssimoottoreille on olemassa myös toinen vinouttamismenetelmä, jossa vääntömomenttirippeliä pystytään pienentämään ilmvälivuoesteiden ja staattorihampaiden keskinäisellä sijoittelulla. Magneettisen navan keskustaa siirretään jokaisen navan kohdalla, mikä merkitsee periaatteessa samaa kuin roottorin akselin suuntaan vinouttaminen [Bia09]. Asettelemalla ilmvälivuoesteiden päädyt ja staattorihampaat asymmetrisesti on vääntömomentin rippelissä havaittu

merkittävä pienennys ilman keskimääräisen vääntömomentin tai hyötysuhteen pienenemistä [San04].

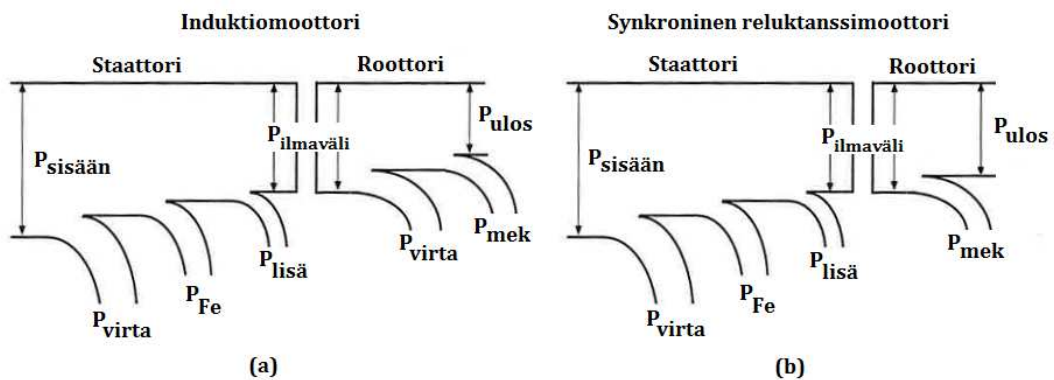
### 3.3.4. Hyötysuhde ja häviöt

Teollisuusmaiden sähköenergiasta noin kaksi kolmasosaa käytetään erilaisissa sähkömoottoreissa. Sähkömoottoreiden kustannuksista yli 90% syntyy moottoreiden käyttämän sähköenergian hankintakustannuksista. Tämän vuoksi moottoreiden hyötysuhteella  $\eta$  on suuri taloudellinen merkitys niin yksittäisen teollisuusyrityksen kuin maailmanlaajuisenkin energian käytön kannalta [Abb09]. Hyötysuhde kuvaa sähkömoottoreiden suorittaman energianmuunnosprosessin tehokkuutta, ja se määritellään yleisesti ulostulotehon  $P_{ulos}$  ja sisäänmenotehon  $P_{sisään}$  suhteena

$$\eta = \frac{P_{ulos}}{P_{sisään}} = \frac{P_{sisään} - P_{häviöt}}{P_{sisään}}. \quad (3.23)$$

Hyötysuhteen parantamisessa on oleellista häviöihin kuluvan tehon  $P_{häviöt}$  pienentäminen erilaisin suunnittelu- ja rakenneratkaisuin. SRM:n häviöt tapahtuvat pääosin samalla tavalla kuin perinteisessä induktiomootorissa, mutta jos SRM:issa ei ole häkkikäämitystä, ovat sen roottorissa tapahtuvat häviöt olemattoman pienet induktiomoottoriin verrattuna. Tämän vuoksi SRM on hyötysuhteeltaan perinteistä induktiomoottoria parempi, mikä tekee siitä sähköenergian kulutuksen kannalta erityisen kiinnostavan vaihtoehdon induktiomoottorille. Lisäksi SRM:issa rautahäviöt muuttuvat moottorin toimintapisteen mukana merkittävästi [Bol96].

Induktio- ja synkronisen reluktanssimoottorin häviöjakaumia on vertailtu kuvassa 3.8. Oleellinen ero SRM:issa ja induktiomootorissa tapahtuvissa häviöissä on SRM:n roottorihäviöiden puuttuminen, kun induktiomootorissa puolestaan roottorihäviöt muodostavat jopa noin 20% kokonaishäviöistä. [Abb09].



**Kuva 3.8.** Induktio- ja synkronisen reluktanssimoottorin häviöjakaumat.

Induktio- ja synkronisen reluktanssimoottorin häviöt koostuvat staat-torin virtahäviöistä  $P_{virta} \sim 35\%$ , staat-torissa ja roottorissa tapahtuvista rautahäviöistä (hystereesi- ja pyörrevirtahäviöistä)  $P_{Fe} \sim 20\%$ , roottorin virtahäviöistä  $P_{virta} \sim 20\%$ , mekaanisista tuuletus- ja kitkahäviöistä  $P_{mek} \sim 10\%$

sekä lisähäviöistä  $P_{\text{lisä}} \sim 15\%$ . Kuvassa 3.8 rauta- ja lisähäviöt on sijoitettu kokonaan staattorin puolelle, vaikka niitä tapahtuu koko moottorissa [Abb09].

Pienempien virtahäviöiden vuoksi SRM:t ovat induktiomootteita viileämpiä, eivätkä siksi vaadi yhtä voimakasta jäähdytystä. Synkronisen reluktanssimoottorin vääntömomenttia voidaan näin tarvittaessa hieman kasvattaa staattorivirtaa lisäämällä (mikäli ei jouduta saturaatioalueelle), koska moottorin terminen käyttöraja on suurempi kuin vastaavan kokoisella induktiomoottorilla [Hof00]. Korvaamalla induktiomoottori samankokoisella, pienempihäviöisellä ja viileämpänä käyvällä reluktanssimoottorilla voidaan sama ulostuloteho saada pienemmästä moottorikoosta. Näin voidaan välttää ylimääräisen erillispuhallinmoottorin käyttötarve matalan pyörimisnopeuden taajuusmuuttajakäytöissä, joissa perinteisesti tarvitaan lisäjäähdytystä moottorin akselituulettimen lisäksi.

### 3.4. Roottorirakenteet

Synkronisen reluktanssimoottorin suorituskyky riippuu pääasiassa sen roottorirakenteesta. Tämän vuoksi erilaiset roottorirakenteet ovat olleet mielenkiinnon sekä tutkimus- ja kehitystyön kohteena. Synkronisen reluktanssimoottorin roottoritopologia vaikuttaa roottorin pitkittäis- ja poikittaisinduktansseihin, jotka määrittävät SRM:n vääntömomentin ja tehokertoimen maksimiarvon [Lov97]. SRM:ssa roottorin induktanssien anisotrooppisuus voidaankin toteuttaa useilla erilaisilla roottorirakenteilla.

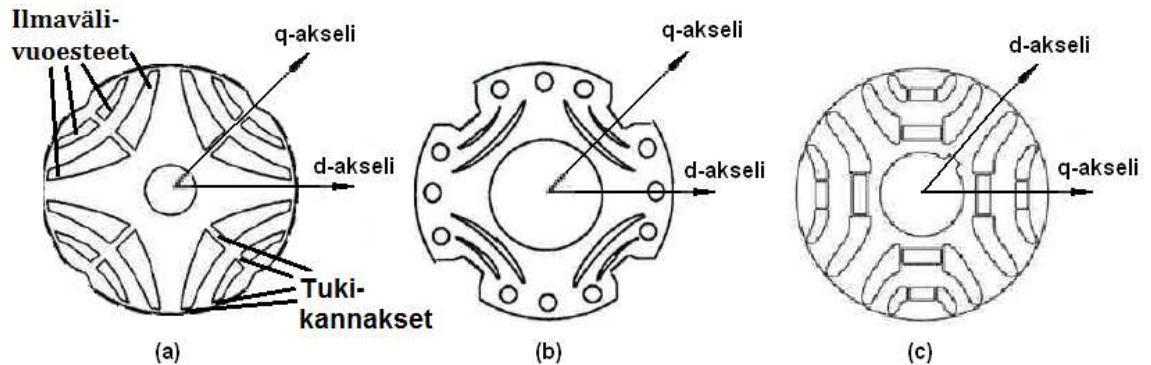
Roottorit voidaan jaotella rakenteiltaan häkkikämmillisiin ja -käämittömiin tai laminoititavaltaan radiaalisesti tai aksiaalisesti laminoituihin. Näiden lisäksi on olemassa myös muita roottoriratkaisuja, kuten ulkonevanapaiset reluktanssiroottorit, joissa voidaan tarvittaessa käyttää erillisiä vuoesteitä ohjaamaan magneettivuon kulkua [Bol96].

#### 3.4.1. Radiaalisesti laminoidut roottorit

Radiaalisesti eli akselin suuntaan poikittaissuuntaisesti laminoimalla valmistetut roottorit ovat yleisimmin käytössä olevia, koska ne ovat helppoja ja edullisia rakentaa. Valmistusteknisenä etuna näillä roottorityypeillä on valuvaiheen poisjääminen induktioroottorin valmistukseen verrattuna. Radiaalisesti laminoitu roottori valmistetaan ohuista magneettisesti johtavista levyistä, useimmiten raudasta, pinoamalla levyt roottoripakaksi, minkä jälkeen moottoriakseli pujotetaan roottoripakan lävitse [Abb09].

Roottorin laminaattilevyihin muotoillaan ilmavuoesteitä, joilla ohjataan magneettivuota roottorissa. Roottorin ilmavälivuoesteiden on oltava tarpeeksi leveitä ja niitä on oltava riittävän monta, jotta ne pienentävät q-akselin suuntaisen magneettivuon etenemistä tarpeeksi. Ilmavälien ympärille jää raudasta kuvan 3.9a tapaan tukikannaksia, jotka pitävät roottorin segmentit kasassa. Tukikannasten leveys on optimointiongelma. Niiden on oltava tarpeeksi leveitä kestämiään roottorin pyöriessä

esiintyviä keskipakoisvoimia, mutta toisaalta tarpeeksi ohuita etteivät ne tarjoa liian helppoa kulkutietä q-akselin suuntaiselle magneettivuokomponentille [Bal93]. Rakenteeltaan radiaalisesti laminoidut roottorit voivat olla myös sylinterimäisiä tai avonapaisia, ja ne voivat sisältää erillisen häkkikäämityksen kuten kuvassa 3.9b.



**Kuva 3.9.** Erilaisia radiaalisesti laminoituja roottorirakenteita.

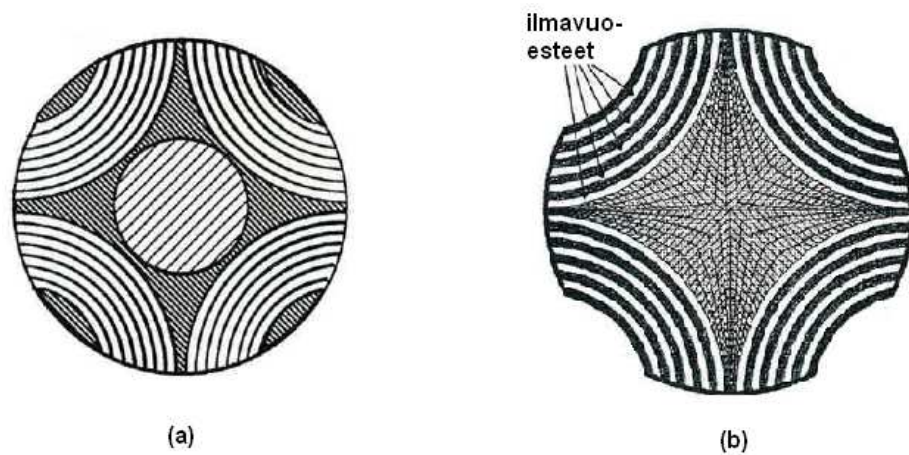
Äskettäin on esitelty myös kuvan 3.9c mukainen radiaalisesti laminoitu roottorirakenne ns. ”Machaon”-tyyppi, jolla saadaan aikaan aiempiin radiaalisesti laminoituihin roottoreihin verrattuna tasaisempi vääntömomentti [Bia09].

Radiaalisesti laminoitu roottori on helposti vinoutettavissa, mikä yhdessä yksinkertaisen valmistustekniikan kanssa on lisännyt tämän roottorityypin suosiota aksiaalisesti laminoituun roottorirakenteseen verrattuna. Toisaalta radiaalisesti laminoiduissa roottoreissa ilmavälissä esiintyvä magneettivuon tiheysjakauma on epätasaisempi kuin aksiaalisesti laminoiduissa roottoreissa, jolloin ilmavälissä esiintyvät harmoniset yliaallot ja vääntömomentin värähtelyt ovat suurempia. Radiaalisesti laminoiduilla roottorirakenteilla anisotrooppisuussuhde saa arvoja n. 5-8, ja jää selvästi pienemmäksi kuin aksiaalisesti laminoiduilla roottoreilla [Bal93].

### 3.4.2. Aksiaalisesti laminoidut roottorit

Radiaalisen laminointitavan innoittamana huomattiin 1970-luvulla myös aksiaalisen laminoinnin (ALA) mahdollisuus roottorirakenteissa. Ensimmäisillä ALA-roottoreilla saavutettiin jopa tehokerroin 0,8. Se oli huomattavasti parempi kuin radiaalisesti laminoiduilla roottoreilla [Pla92]. Aksiaalisessa laminoinnissa magneettiset rautalaminaatit taivutetaan ja muotoillaan niin, että ne muodostavat magneettisesti johtavan, reluktanssiltaan pienen väylän laminointien suuntaan, ja magneettisesti huonosti johtavan väylän kohtisuoraan laminointeja vastaan eli roottoripinnalta suoraan roottoriakselia kohti. Magneettisesti huono johtavuus toteutetaan erillisillä ilmavälivuoesteilla, joiden yli magneettivuon ei kulje hyvin vuoesteiden suuren reluktanssin takia. ALA-roottorit voivat olla rakenteeltaan sylinterimäisiä, kuten kuvan 3.10a roottori, tai avonapaisia, kuten kuvan 3.10b roottori. Tämän lisäksi roottorit voivat sisältää häkkikäämityksen tai olla häkittömiä, kuten kuvassa 3.10. [Lip91].





**Kuva 3.10.** Aksiaalisesti laminoituja roottorirakenteita ilmavälivuoesteineen.

ALA-roottorirakenteella saadaan radiaaliseen laminointiin nähden selvästi korkeampia anisotrooppisuussuhteita, arvoiltaan n. 10-16 [Bol96], [Fra93]. Eräällä sylinterimäisellä ALA-roottorirakenteella on saavutettu jopa yli 25:n anisotrooppisuussuhde [Pla92]. ALA-roottorirakenteen on myös todettu pienentävän uraharmonisia yliaaltoja ja tasaavan ilmavälin vuontiheyttä radiaalisesti laminoituja roottorirakenteita paremmin, minkä vuoksi ALA-roottoreilla on myös pienempi vääntömomenttirippeli [Bol96]. ALA-roottoreilla saadaan myös aikaan suurempi vääntömomentti, tehokerroin ja hyötysuhde kuin radiaalisesti laminoiduilla roottorirakenteilla. Toisaalta ALA-roottorin valmistustekniikka on radiaalisesti laminoitua roottoria huomattavasti vaikeampi ja kalliimpi. Tämä rajoittaa ALA-roottorin käyttöä teollisuuden sarjavalmisteisena roottorimallina ja sovelluskohteissa, joissa radiaalisten roottorirakenteiden tuottama matalampi suorituskkyky on riittävä [Bal93].

## 4. YLIAALLOT JA SÄHKÖMAGNEETTISET HÄVIÖT

Sähkömoottoreiden toimintaperiaate on vahvasti yhteydessä moottorin ilmavälissä tapahtuviin sähkömagneettisiin ilmiöihin. Sähköverkosta moottoriin syötetty sähköenergia muuttuu akselin mekaaniseksi liike-energiaksi, häviää moottorin lämmöksi hukkaamana häviötehona ja varastoituu ilmavälin magneettikenttään (kuva 4.1). Ilmaväli toimii sähkömoottorin suorittaman energianmuunnoksen välittäjänä ja energiavarastona sähköisen ja mekaanisen energian välillä [Nou07].



*Kuva 4.1. Sähkömekaanisen energianmuunnoksen komponentit.*

Sähkömoottorin sähkömagneettisen mallinnuksen olennaisimmat osa-alueet ovat moottorin tuottaman vääntömomentin, ulostulotehon sekä moottorissa tapahtuvien sähkömagneettisten häviöiden mallinnus. Jotta moottorin sähkömagneettista toimintaa voidaan mallintaa, pitää ilmavälissä tapahtuvia ilmiöitä ja yliaaltoja pystyä kuvaamaan mahdollisimman tarkasti. Ilmavälissä vaikuttavaa magneettikenttää mallinnetaan magneettivuon sekä sen tiheysjakauman avulla. Yliaaltokomponentteja kuvataan jakamalla magneettivuo aikaharmonisiin komponentteihin, jotka voidaan esittää tarvittaessa taajuustasossa.

### 4.1. Magneettivuo moottorin ilmavälissä

Synkronisissa reluktanssimoottoreissa ja induktiomootoreissa käytetään yleensä samanlaista staattorirakennetta ja -käämitystä, jolloin molemmissa moottorityypeissä ilmaväliin muodostuu samanlainen magneettivuo ja magnetomotorinen voima (mmv). Magnetomotorista voimaa  $F_m$  mallinnetaan vain parittomia yliaaltoja sisältävällä Fourier-sarjalla, jolloin jokaisen vaiheen yksittäisen johtimen synnyttämä mmv on

$$F_m(\theta_s) = F_{mp} \left[ \sin\theta_s + \frac{1}{3}\sin(3\theta_s) + \frac{1}{5}\sin(5\theta_s) + \dots \right], \quad (4.1)$$

missä  $F_{mp}$  on vaiheen magnetomotorisen voiman huippuarvo ja sinitermeissä esiintyvä  $\theta_s$  roottorin sähköinen asentokulma, joka saadaan roottorin mekaanisesta asentokulmasta  $\theta$  kertomalla se moottorin napapariluvulla  $p$ . Mekaaninen asentokulma  $\theta$  kuvaa roottoriakselin kääntymistä ja sähköinen asentokulma ilmapälissä vaikuttavan magneettivuoaallon sähköistä etenemistä staattorin samaan tarkastelupisteeseen nähden. Kolmivaihekäämityksen vaiheet synnyttävät kukin samanlaisen Fourier-sarjalla kuvattavan mmv:n kuin yhtälössä 4.1. Ottamalla huomioon staattorikäämityksen vaihevirtojen sinimuotoinen vaihtelu ajan  $t$  funktiona, vaihevirtojen keskinäinen 120 asteen vaihesiirto sekä summaamalla vaiheiden tuottamat mmv:t keskenään, saadaan ilmapälissä kokonaisuudessaan vaikuttavan magnetomotorisen voiman perusaalto  $F_{m1}$  yhtälöstä

$$F_{m1}(\theta_s, t) = \frac{3}{2} F_{1p} \cos(\omega_s t - \theta_s), \quad (4.2)$$

missä  $F_{1p}$  on mmv:n perusaallon huippuarvo. Yhtälön 4.2 mukaisesti mmv:n perusaalto etenee ilmapälissä yhden jakson aikana täydet 360 astetta vakiopyörimisnopeudella  $\omega_s$ . Tämä on ns. synkroninen pyörimisnopeus, johon kaikki tahtinopeudella käyvät sähkömoottorit tahdistuvat [Tuu04].

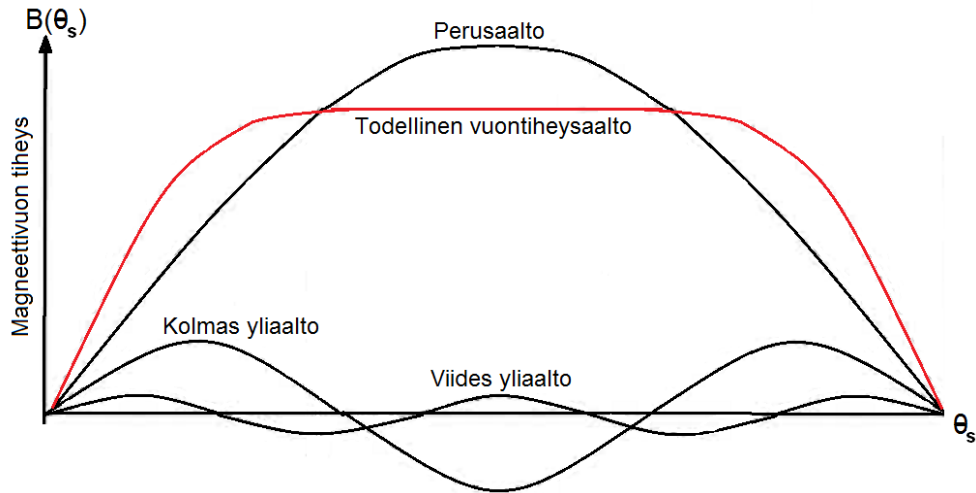
Yhtälön 4.1 kuvaamalla tavalla jokaisen vaiheen johtimen tuottama mmv moottorin ilmapälissä on muodoltaan kanttiaalto. Kuvattaessa jokaista vaihetta yhdellä johtimella muodostuu kaikkien kolmen vaiheen Fourier-sarjoista kanttiaaltojen summana ilmapäliin sixstep-tyyppinen porrasmainen aalto. Käytännössä staattorikäämitys jaetaan moottoreissa useampaan uraan, jolloin porraskäyrään saadaan enemmän portaita, ja niiden väli pienenee. Näin porraskäyrä lähestyy siniaaltomuotoa sitä paremmin mitä tasaisemmin staattorikäämitys saadaan jaettua staattorikehän uriin. Ideaalitulanteessa staattorikäämitys olisi jakautunut täysin tasaisesti staattorin sisäpinnalle, jolloin ilmapäliin muodostuva mmv:n vuoaalto olisi täysin sinimuotoinen. Kaikki tästä ideaalitulanteesta poikkeavat, käytännössä käytettävät rakenteet, tuottavat moottorin ilmapäliin harmonisia yliaaltoja. Näitä poikkeamia aiheutuu mm. staattori- ja roottoriurista, käämityksen jänteistämisestä, käämien päädyistä sekä ilmapälipituuden paikallisista vaihteluista [Aur96].

Synkronisella nopeudella pyörivä mmv:n perusaalto ja sen yliaaltokomponentit muodostavat yhdessä moottorin ilmapäliin magneettivuon tiheysjakauman  $B(\theta_s)$ , jonka suuruus riippuu mmv:sta ja sen ilmapälissä kohtaamasta reluktanssista  $r_m$  pinta-alayksikköä kohden

$$B(\theta_s) = \frac{F_m(\theta_s)}{r_m}. \quad (4.3)$$

Vaikka magnetomotorista voimaa mallinnetaan usein yksinkertaisuuden vuoksi vain perusaallolla, syntyy magneettivuon tiheyteen todellisuudessa kuitenkin aina yliaaltoja. Koska ilmapälissä vaikuttava reluktanssi  $r_m$  kasvaa vuontiheyden  $B$  kasvaessa,

vuontiheysaalto ilmavälissä ei ole koskaan täysin sinimuotoinen. Näin käy, vaikka magnetomotorisessa voimassa itsessään ei yliaaltoja olisikaan. Siksi yliaaltokomponentteja esiintyy aina kaikissa moottorin käyttötilanteissa. Yliaaltojen esiintyminen näkyy kuvan 4.2. tapaan todellisen ilmavälin vuontiheysaallon litistymisenä verrattuna sinimuotoiseen perusaaltoon [Tuu04].



**Kuva 4.2.** Magneettivuon tiheysaallon litistyminen yliaaltojen vaikutuksesta.

Magnetomotorisen voiman yliaaltoja voidaan mallintaa poimimalla yhtälön 4.1 mukaisista vaiheiden Fourier-sarjoista kaikkien kolmen vaiheen toisiaan vastaavat yliaaltotermit, ja summaamalla ne keskenään. Näin havaitaan kolmella jaollisten yliaaltojen häviävän, ja jäljelle jäävät yliaallot saadaan kaavasta

$$F_n(\theta_s, t) = \frac{1}{n} F_{1p} \cos(\pm \omega_s t - n \theta_s), \quad (4.4)$$

missä  $F_{1p}$  on mmv:n perusaallon huippuarvo, ja esiintyvien yliaaltojen järjestysluku  $n = 6k \pm 1$ , missä  $k$  on positiivinen kokonaisluku. Kokonaisluvun  $k$  alemmilla järjestysluvuilla  $n$  on pyörimisnopeuden etumerkki yhtälössä 4.4 negatiivinen ja ylemmällä järjestysluvuilla positiivinen. Järjestyslukujen alemmat yliaaltokomponentit pyörivät siis vastakkaiseen suuntaan kuin perusaalto.

Jokaisen yliaallon amplitudi on kääntäen verrannollinen yliaallon järjestyslukuun, ja kaikki yliaallot liikkuvat ilmavälissä aallonpituutensa verran yhden jakson aikana. Yliaallot etenevät siis vakionopeudella ja perusaaltoa hitaammin. Esimerkiksi viides ja seitsemäs yliaalto saadaan yhtälön 4.4 mukaisesti, kun kokonaisluku  $k=1$ , jolloin  $n = 6 \pm 1$  ja yliaaltojen mmv:t [Tuu04]

$$F_5(\theta_s, t) = \frac{1}{5} F_{1p} \cos(-\omega_s t - 5\theta_s), \quad (4.5)$$

$$F_7(\theta_s, t) = \frac{1}{7} F_{1p} \cos(+\omega_s t - 7\theta_s). \quad (4.6)$$

Yliaaltojen synnyttämät muutokset mmv:ssa ja ilmapälin vuontiheydessä ovat moottorin toiminnan kannalta haitallisia. Ne aiheuttavat moottoriin erilaisia ääriä ja roottorin säteen suuntaisia voimavaikutuksia, mitkä ilmenevät moottorin tuottamana kovana meluna. Lisäksi yliaaltokomponentit lisäävät moottorissa syntyviä sähkömagneettisia häviöitä [Aur96].

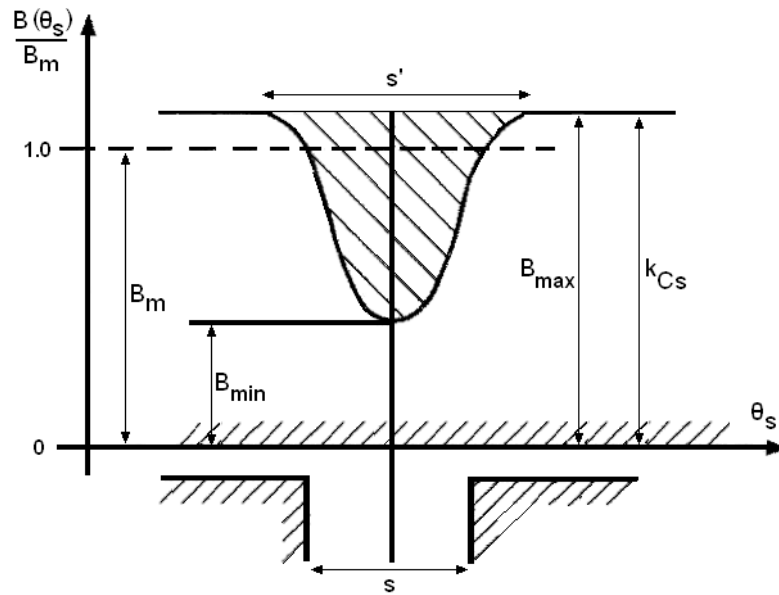
## 4.2. Harmonisten yliaaltojen syntymekanismi

Staattorin rakenteella on oleellinen vaikutus moottorin ilmapäliivuontiheydessä esiintyviin harmonisiin yliaaltokomponentteihin ja sitä kautta moottorissa ilmeneviin sähkömagneettisiin häviöihin. Erityisesti roottoripinnalla ilmenevien pyörrevirtahäviöiden määrä on hyvin riippuvainen ilmapäliissä esiintyvistä yliaalloista. Moottorin ilmapälin mmv:n yliaallot syntyvät pääasiassa moottoriin syötettävän virran tai navoissa käytettävän jännitteen yliaaltopitoisuudesta sekä staattorikäädityksen rakenteesta. Staattorin jänteistys ja staattoriurien lukumäärä vaikuttavat harmonisten yliaaltojen määrään. Näistä rakenteista aiheutuvia yliaaltoja kutsutaan käämitysharmonisiksi ja permeanssiharmonisiksi yliaalloiksi. Staattorikääditys valmistetaan koneellisesti usein nopeasti ja kustannustehokkaasti. Tällä tekniikalla vain yksinkertaiset käämitysrakenteet ovat mahdollisia. Tällöin käämitysrakenteessa sallitaan pieniä epäideaalisuuksia, kun käämitysrakenne ei ole yliaaltojen minimoinnin kannalta optimaalinen ja paras mahdollinen [Bal93].

### 4.2.1. Permeanssiharmoniset yliaallot

Sähkömoottorin staattori uritetaan käämityksen asentamista varten. Urat jakautuvat tasaisesti staattorin sisäpinnalle. Urien päädyt jätetään avoimiksi tai puoliavoimiksi, jolloin staattorihampaiden kaulusosa kaventaa staattoriurien leveyttä. Kokonaan suljettuja uria ei käytännössä käytetä, koska se kasvattaisi käämityksen hajareaktanssia tarpeettoman suureksi ja hankaloittaisi liikaa käämityksen asennusta staattoriuriin. Perinteisissä matalatehoisissa moottoreissa käytetään yleensä avoimen uran rakennetta [Bal93].

Koska staattorin urien kohdalla moottorin ilmapäli on pidempi kuin staattorihampaiden kohdalla, vaihtelee moottorin mmv:n kohtaama reluktanssi  $r_m$  ilmapäliissä jatkuvasti moottorin pyöriessä. Reluktanssin muutoksen myötä myös sen käänteisarvo, permeanssi eli magneettinen johtavuus, muuttuu staattorikehällä. Tämän permeanssin vaihtelun vuoksi moottorin ilmapäliin syntyy urien vaikutuksesta ns. permeanssiharmonisia yliaaltoja. Permeanssiharmonisten yliaaltojen syntyä yksittäisen staattoriuran efektiivisen leveyden  $s'$  kohdalla voidaan mallintaa kuvan 4.3 mukaisesti. Tällöin ilmapälin magneettivuonaallon tiheysjakaumassa  $B(\theta_s)$  esiintyy jokaisen staattoriuran leveyden  $s$  keskikohdalla paikallinen vuontiheyden minimi  $B_{min}$ . Näitä vuontiheyden paikallisia minimikohtia syntyy vuontiheysaaltoon staattorin uraluvun  $Q_s$  määrä [Pyr91].



**Kuva 4.3.** Magneettivuon tiheyden  $B(\theta_s)$  paikallinen minimi staattoriuran kohdalla.

Magneettivuolla on staattorihampaiden kohdalla maksimiarvo  $B_{max}$ , josta efektiivisen uraleveyden  $s'$  kohdalla vuontiheys laskee arvoon  $B_{min}$ . Lisäksi  $B_m$  on koko ilmavälin keskimääräinen magneettivuon tiheys, johon muita magneettivuon arvoja kuvassa 4.3 suhteutetaan. Magneettivuontiheyttä ilmavälissä kuvataan Fourier-sarjalla

$$B(\theta) = B_m [1 - \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^k \beta_1 k_{Cs} \beta_2 \cos(kQ_s \theta)] , \quad (4.7)$$

jonka viiden ensimmäisen termin summan on osoitettu kuvaavan ilmavälin vuontiheyttä useimpien mallinnusten tarpeisiin riittävän tarkasti. Yhtälön 4.7 sulkulauseke esittää ns. permeanssifunktiota, joka kuvaa moottorin ilmavälissä esiintyviä harmonisia vuontiheysaaltoja. Sen avulla voidaan arvioida staattoriurien synnyttämien yliaaltojen vaikutusta ilmavälin vuontiheyteen. Permeanssifunktion yhtälössä esiintyvät termit saadaan kuvan 4.3 mittojen avulla yhtälöistä

$$\beta_1 = \frac{B_{max} - B_{min}}{2B_{max}} , \quad (4.8)$$

$$\beta_2 = \frac{2 \sin(k\pi s' / \tau_s)}{k\pi (1 - (ks' / \tau_s)^2)} , \quad (4.9)$$

$$k_{Cs} = \frac{B_{max}}{B_m} , \quad (4.10)$$

missä  $\tau_s$  on moottorin napajako,  $\beta_1$  ja  $\beta_2$  ovat kuvan 4.3 mitoista ja napajaosta saatavat yliaaltojen amplitudin laskemiseen käytettävät kertoimet, ja  $k_{Cs}$  on ns. Carterin kerroin, joka kuvaa moottorin efektiivistä ilmavälipituutta [Pyr91].

Ilmavälin permeanssiharmoniset yliaallot aiheuttavat merkittäviä tehohäviöitä roottorin pinnalla, erityisesti isoissa suurnopeuskoneiden massiiviroottoreissa sekä pienen staattoriuraluvun moottoreissa, joissa urien osuus staattorin sisäkehän pinta-alasta on suuri. Permeanssiharmonisia yliaaltoja voidaan vähentää staattoriurien muotoilulla tai käyttämällä urissa puolimagneettisia urakiiloja. Molempien menetelmien teho perustuu magneettivuontiheyden tasaamiseen staattoriurien kohdalla, jolloin roottorin kohtaama magneettivuo on kohtisuoraan roottoripintaa vasten, ja permeanssin vaihtelu ilmavälissä pienenee [Pyr10].

#### 4.2.2. Käämitysharmoniset yliaallot

Staattorikäämitystä ei voida koskaan jakaa täysin tasaisesti staattorin kehälle, vaan jokainen vaihe joudutaan käämimään useampaan staattoriuraan. Lisäksi vaihekäämit voidaan tarvittaessa jäniteistää poiketen perinteisen napajaon leveydestä. Näistä käämitysjärjestelyistä aiheutuvat ilmavälin magneettivuontiheyteen ns. käämitysharmoniset vuokomponentit [Pyr91b].

Staattorikäämityksen jakaminen useampaan uraan aiheuttaa saman sähköisen vaiheen johdinten välille keskenään paikallista vaihesiirtoa, ja tällöin koko vaiheen tuottama mmv on hieman pienempi kuin mitä se olisi, jos kaikki käämit sijaitsisivat samassa urassa. Tämän uriin jakamisen vaikutuksia mmv:aan korjataan ryhmäkertoimella  $k_r$

$$k_r = \sin \frac{(q\theta_s)}{q \sin(\frac{\theta_s}{2})}, \quad (4.11)$$

joka kertoo, kuinka paljon vaihekäämin aiheuttama mmv pienenee, kun se joudutaan jakamaan  $q$  vakoon, joiden keskinäinen väli on sähköisen kulman  $\theta_s$  suuruinen [Tuu04].

Sähkömoottoreissa käytetään usein perinteisen halkaisijakäämityksen sijaan myös muita käämitystapoja, joissa käämivyyhden leveys voi olla moottorin napajakoa lyhyempi tai pidempi. Tällöin vaihekäämien aiheuttama magneettivuo ja mmv pienenevät halkaisijakäämitykseen verrattuna. Tämä otetaan huomioon vyyhtikertoimella  $k_v$

$$k_v = \sin\left(\frac{\kappa}{2}\right), \quad (4.12)$$

jossa  $\kappa$  on vyyhden leveys (halkaisijakäämityksellä  $\kappa=\pi$ ). Vyyhtikertoimella otetaan huomioon esimerkiksi 5/6-jäniteistyksellä toteutetun käämityksen magneettivuon pieneneminen halkaisijakäämitykseen verrattuna [Tuu04].

Ryhmä- ja vyyhtikertoimet vaikuttavat harmonisiin yliaaltoihin samalla tavalla kuin perusaaltoon. Näiden kertoimien tulosta muodostuu käämityskerroin  $\xi_n$

$$\xi_n = \sin \frac{(qn\theta_s)}{q \sin(\frac{\theta_s}{2})} \sin\left(\frac{n\kappa}{2}\right), \quad (4.13)$$

josta saadaan jokaisen järjestyslukua  $n$  vastaavan yliaallon käämityskerroin. Moottorin käämityksen uriin jakamisesta ja jäniteistyksestä aiheutuu ns. käämitysharmonisia yliaaltoja, joiden mmv:n amplitudit saadaan yliaaltojen käämityskertoimien  $\xi_n$  avulla yhtälöstä

$$F_n = F_1(\xi_n/\xi_1 n). \quad (4.14)$$

Yhtälössä  $F_1$  on perusaallon mmv:n amplitudi,  $\xi_1$  perusaallon käämityskerroin ja  $\xi_n$  järjestyslukua  $n$  vastaavan yliaallon käämityskerroin. Käämitysharmonisten yliaaltojen osuessa samalle järjestysluvulle permeanssiharmonisten yliaaltojen kanssa ne summautuvat ns. uraharmonisiksi yliaaltokomponenteiksi. Uraharmoniset yliaallot ovat merkittävin yliaaltohäviöiden aiheuttaja. Esimerkiksi roottorin pinnalla tapahtuvista sähkömagneettista häviöistä noin 80-90% syntyy uraharmonisten yliaaltojen vaikutuksesta [Pyr91b].

Jäniteistyksellä voidaan vaikuttaa huomattavasti käämityksen synnyttämän mmv:n yliaaltojakaumaan. Yliaaltojen syntyä mallinnetaan yliaaltoreaktanssilla  $X_\delta$ , joka saadaan magnetointireaktanssista  $X_m$  kertomalla se hajakertoimella  $\sigma_\delta$

$$\sigma_\delta = \sum_{n \neq 1} \left(\frac{\xi_n}{n\xi_1}\right)^2. \quad (4.15)$$

Mitä suurempi hajakerroin on, sitä enemmän yliaaltoreaktanssi pienentää magnetointireaktanssin tuottamaa mmv:n perusaaltoa, ja sitä suurempi määrä yliaaltoja syntyy moottorin ilmaväliin. Hajakertoimen minimiarvo saavutetaan käyttämällä 5/6 – jäniteistystä [Pyr91b]. Erityisesti pienen järjestysluvun 5. ja 7. harmonista yliaaltoa voidaan merkittävästi pienentää sopivalla jäniteistyksellä. Jäniteistetty käämitys on tosin perinteistä halkaisijakäämistä vaikeampi valmistaa, ja se vaatii enemmän johdinmateriaalia, mikä lisää jäniteistetyn käämityksen valmistuskustannuksia [Bal93].

### 4.2.3. Jännite ja virtaharmoniset yliaallot

Moottorin syöttöjännitteen harmoniset yliaaltokomponentit aiheuttavat virtaharmonisia yliaaltoja. Jännitteen yliaallot muodostavat moottorin staattorikäämiin tietyn taajuisen yliaaltovirran, jonka suuruus riippuu staattorikäämin resistanssista ja kyseistä taajuutta vastaavasta staattorikäämityksen yliaaltoreaktanssista [Bin10].

Staattorikäämistyksessä kulkevan virran yliaaltopitoisuus vaikuttaa magneettivuon muodostumiseen ja yliaaltoihin. Esimerkiksi kolmivaihejärjestelmän epäsymmetriasta aiheutuu 2. harmonista yliaaltoa. Taajuusmuuttajien pulssinleveysohjauksesta syntyy usein korkeita kytkentätaajuuksia harmonisia yliaaltoja syöttövirtaan, ja sitä kautta myös



ilmavälivuohon. Tämä on tärkeää ottaa huomioon erityisesti suurnopeusmoottoreiden kohdalla, sillä niiden yhteydessä käytetään aina taajuusmuuttajaa.

Korkeat kytkentätaajuiset yliaallot eivät tunkeudu kovinkaan syvälle roottoriin, vaan ne vaimenevat hyvin pian roottorin radiaalisessa suunnassa, ja vaikuttavat näin vain roottorin ohuessa pintakerroksessa. Kuitenkin nämä korkeataajuiset yliaaltokomponentit lämmittävät roottorin pintaa huomattavasti indusoimalla siihen pyörrevirtahäviöitä [Pyr93]. Korkeat kytkentätaajuiset yliaallot voidaan helposti suodattaa käyttämällä kolmivaiheisia LC-suodattimia, mikä vähentää moottorin ilmavälin yliaaltoja ja niiden aiheuttamia häviöitä merkittävästi [Par05].

### 4.3. Yliaaltokomponenttien pienentäminen

Harmoniset yliaaltokomponentit aiheuttavat sähkömoottoreissa sähkömagneettisia häviöitä mm. roottoripinnan pyörrevirtahäviöinä ja staattorin rautahäviöinä. Moottoreiden suorituskyvyn ja hyötysuhteen parantaminen edellyttää harmonisten yliaaltojen pienentämistä ja niiden aiheuttamien häviöiden eliminointia. Yliaaltojen vaikutuksia voidaan pienentää esim. staattorin rakenteellisilla yksityiskohdilla. Näitä ovat mm. staattoriurien kavennus ja muotoilu, puolimagneettisten urakiilojen ja 5/6-jänteistykseen käyttö sekä syöttövirran ja -jännitteen yliaaltojen suodattaminen. Staattoriurien kaventamisella ja muotoilulla sekä puolimagneettisten urakiilojen käytöllä on selvästi suurempi vaikutus harmonisten yliaaltojen pienentämiseen kuin käämityksen jänteistyksellä [Tsu01]. Myös moottorin vaihemäärän lisäys pienentää yliaaltojen määrää, mutta samalla se monimutkaistaa taajuusmuuttajan toteutusta. Vaihemäärä on myös usein syöttöverkon määräämä eikä siksi vapaasti valittavissa [Ark10]. Edellä mainittujen keinojen lisäksi voidaan yliaaltojen aiheuttamia häviöitä roottoripinnalla pienentää roottoripinnan urituksella tai resistiivisen pintaroottorimateriaalin käytöllä.

Kaikki moottorin ilmaväliin syntyvät yliaallot kohtaavat roottorin pintaimpedanssin  $Z_k$  edetessään ilmavälissä roottoriin. Pintaimpedanssi kuvaa ilmavälissä vaikuttavan vaihtovuon synnyttämää tehoa yhtenäisen johtavan roottorirakenteen pinnalla, ja on tähän tehoon kääntäen verrannollinen. Pintaimpedanssia voidaan arvioida jokaiselle järjestysluvun  $n$  yliaaltokomponentille yhtälöstä

$$Z_k = \frac{1+j}{\sigma \sqrt{2}} \sqrt{\omega_n \sigma \mu}, \quad (4.16)$$

jonka mukaisesti roottorin pintaimpedanssi on sitä suurempi, mitä suurempi on roottorimateriaalin permeabiliteetti  $\mu$  ja mitä pienempi on sen sähkönjohtavuus  $\sigma$ . Yhtälössä 4.16  $j$  on kompleksilukutermi ja  $\omega_n = 2\pi f_n$ , eli yliaaltokomponentin taajuudesta riippuva termi. Mitä suurempi on materiaalin pintaimpedanssi, sitä pienempi on siinä tapahtuva yliaallon vaihtovuon aikaansaama tehohäviö [Pyr91b].

Pintaimpedanssiin kasvattamiseksi pyritään roottoripinnalla käyttämään mahdollisimman huonosti johtavaa materiaalia. Tällöin roottorin pinnalla tapahtuvia

häviöitä voidaan pienentää kasvattamalla roottorin pintamateriaalin resistiivisyyttä. Pintaimpedanssin yhtälöstä saadaan myös tunkeutumisvyvyys  $\delta_n$

$$\delta_n = \sqrt{\frac{2}{\omega_n \sigma \mu}} = \frac{1}{\sqrt{f_n \pi \sigma \mu}}, \quad (4.17)$$

joka kuvaa järjestyslukua  $n$  vastaavan yliaallon tunkeutumista roottorimateriaaliin. Jokaisella tunkeutumisvyvyden matkalla yliaallon aiheuttava vaihtovuo vaimenee  $1/e$  – kertoimen verran pinnan arvosta. Lisäksi epälineaarisilla materiaaleilla vaimeneminen on permeabiliteetin kasvun myötä vielä voimakkaampaa. Induktiomootoreilla käytetään näin menetelmää, jossa roottori pinnoitetaan ohuella ja huonosti johtavalla pintakerroksella, joka eliminoi harmonisten vuokomponenttien häviöitä. Kuitenkin matalataajuisempi perusaalto pystyy tunkeutumaan yliaaltoja syvemmälle roottoriin, jonne epäjohtavan pinnan alle tehdään erittäin hyvin johtava kerros, jossa pyörrevirrät pääsevät kulkemaan helposti [Pyr91b]. Reluktanssimootoreille roottorin pintaresistanssin lisäys ei sovellu niiden erilaisen toimintaperiaatteen takia.

Toisena keinona roottorin pintahäviöiden pienentämiseksi voidaan käyttää roottorin pinnan uritusta. Menetelmässä roottorin pintaan kaiverretaan yliaaltojen tunkeutumisvyvyden paksuisia uria, jotka kaventavat yliaaltojen roottorin pintaan synnyttämien pyörrevirtojen reittejä ja pinta-alaa, pienentäen näin pyörrevirtahäviöitä tehokkaasti. Uritusmenetelmän käyttö lisää roottorin valmistusvaiheita, ja usein menetelmän käyttöä rajoittavat tästä johtuvat työstö- ja valmistuskustannukset [Pyr91b].

#### 4.4. Sähkömagneettiset häviöt

Sähkömootoreissa aiheutuvien häviöiden vuoksi niiden sisäänmeno- ja ulostulotehot ovat erisuuret. Häviöiden minimointi on moottorikehityksen yksi tärkeä päämäärä, sillä häviöiden pienentäminen parantaa moottorin hyötysuhdetta, sekä vähentää sen sähkönkulutusta ja jäähdyksen tarvetta. Moottorissa syntyvät häviöt voidaan jaotella mekaanisiin ja sähkömagneettisiin. Sähkömagneettiset häviöt käsittävät kaikki sähkömootoreissa aiheutuvat häviöt, paitsi tuuletusilman ja roottoripinnan kitkasta sekä laakereiden hankauksesta syntyvät mekaaniset kitka- ja tuuletushäviöt. Sähkömagneettisten häviöiden osuus perinteisten moottoreiden kokonaishäviöistä onkin noin 90%. [Abb09].

Sähkömagneettiset häviöt syntyvät staattorikäämien resistiivisinä virtahäviöinä, staattorin ja roottorin hystereesi- ja pyörrevirtahäviöinä, magneettikentän hajavuon kautta häviävänä energiana sekä yliaaltoilmiöiden aiheuttamina tehohäviöinä. Häviöt muuttuvat moottorissa pääosin lämmöksi, jonka poistamiseksi moottoria joudutaan jäähdyttämään. Ainoana poikkeuksena on magneettikentän hajavuuo, joka ei suoraan generoi moottoriin lämpöä. Sen sijaan se pienentää vääntömomenttia, jolloin staattorivirtaa joudutaan kasvattamaan halutun vääntömomentin aikaansaamiseksi, ja näin myös staattorivirran häviöt kasvavat [Tal05].

#### 4.4.1. Pyörrevirtahäviöt

Hystereesi- ja pyörrevirtahäviöt ovat magneettikentän taajuudesta ja magneettivuon voimakkuudesta sekä materiaalista riippuvia, ja siksi usein hankalia määrittää tarkasti. Siksi niiden aiheuttamia häviöitä tarkastellaan usein aikakeskiarvoina, tietyllä aikavälillä tapahtuvina kokonaishäviöinä tai magneettisesti tai sähköisesti johtavan materiaalin massa- tai tilavuuteen suhteutettuna. Sähköteräksessä ja staattoriraudassa tapahtuvia pyörrevirtahäviöitä kuvataan erilaisilla häviökertoimilla massayksikköä tai tilavuutta kohden ja niissä esiintyvät häviöt ovat materiaalien valmistustekniikasta riippuvaisia. Analyttisessä pyörrevirtahäviöiden laskennassa joudutaan käyttämään useita korjauskertoimia kuvaamaan moottorin kolmiulotteisten geometrioiden, kuten staattorihampaiden ja staattoriurien muotojen, vaikutuksia pyörrevirtahäviöiden muodostumiseen [Tal05].

Pyörrevirtahäviöt syntyvät induktioilmiön seurauksena sähkömoottorin johtavissa osissa, jotka kokevat magneettikentän ja –vuontiheyden muutoksen. Magneettivuon tiheyden muutos indusoi ympäröiviin materiaaleihin sähkömotorisen voiman ja sähkökentän Faradayn induktiolain mukaisesti. Johteessa sähkökenttä pakottaa varauksenkuljettajat liikkumaan ja synnyttää induktiovirran tiheyden  $\mathbf{J}$ , joka riippuu sähkökentän lisäksi johdinmateriaalin johtavuudesta sekä materiaalin pinta-alasta. Suurempi johtava materiaalapinta-ala mahdollistaa suurempien induktiovirrantiheyksien esiintymisen [Rei93].

Sähkömoottoreissa ilmenee aina pyörrevirtahäviöitä, koska moottorin materiaalit ovat sähköisesti johtavia. Häviöt syntyvät satunnaisissa resistiivisissä sähköpiireissä, ja ne ovat verrannollisia piirin yli indusoituvan jännitteen neliöön. Induktiovirran aiheuttamat pyörrevirtahäviöt  $P_{pyör}$  materiaalissa riippuvat materiaalin johtavuudesta  $\sigma$ , tilavuudesta  $V$  sekä sähkökentän voimakkuudesta  $\mathbf{E}$ , ja ne saadaan yhtälöstä [Rei93]

$$P_{pyör} = \int_V \mathbf{E} \cdot \mathbf{J} dV = \int_V \sigma \cdot \mathbf{E}^2 dV. \quad (4.18)$$

Pyörrevirtahäviöitä pyritään pienentämään sähkömoottoreissa kasvattamalla staattoriraudan resistiivisyyttä sekä laminoimalla staattorirautaa. Valmistamalla staattori- ja roottoriosat erillisistä laminaateista pienennetään niihin syntyvien induktiosilmukoiden pinta-alaa. Laminointi rikkoo ja kaventaa pyörrevirtojen pitkiä, koko johtavan aineen kattavia reittejä kuvan 4.4 esittämällä tavalla.



**Kuva 4.4.** Laminoinnin vaikutus staattorirautaan indusoituihin pyörrevirtasilmukoihin.

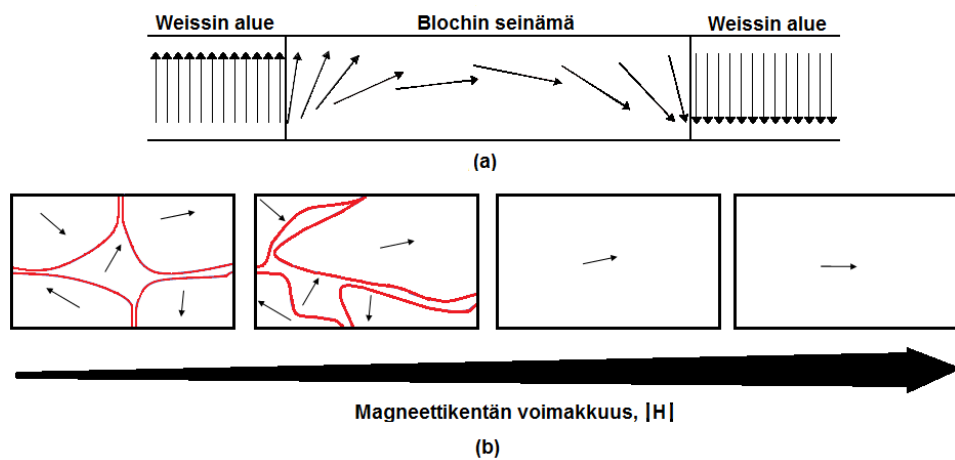
Ohuempi laminointi pienentää johdinlevyyn indusoituvaa jännitettä, kasvattaa levyn resistanssia ja näin pienentää pyörrevirtahäviöitä. Laminaattien välissä sähköisenä eristysaineena voidaan käyttää mm. lakkaa, paperia, kaoliinimassaa tai erilaisia fosfaattiyhdisteitä [Nou07].

Toisena keinona pyörrevirtahäviöiden pienetämiseksi voidaan käyttää staattoriraudan seostamista. Koska metallien resistiivisyys tyypillisesti kasvaa niitä seostettaessa, lisätään staattorirautaan usein piitä tai alumiinia, jotka jo pieninä seosmäärinä kasvattavat staattoriraudan resistiivisyyttä. Korkeampi resistiivisyys pienentää syntyviä pyörrevirtoja yhtälön 4.18 mukaisesti, kun materiaalin johtavuus pienenee resistiivisyyden kasvaessa [Pyr93].

#### 4.4.2. Hystereesihäviöt

Ferromagneettisissa materiaaleissa magneettivuon tiheys  $B$  ja magneettikentän voimakkuus  $H$  eivät käyttäydy lineaarisesti. Tällaisten materiaalien magneettinen käytös riippuu niiden aiemmasta magneettisesta tilasta eli niillä on olemassa ns. muistiominaisuus. Ferromagneettinen materiaali esimerkiksi säilyttää magnetointinsa, vaikka ulkoinen magneettikenttä häviäisi [Rei83].

Ferromagneettisen materiaalin magneettista käytöstä selitetään sen kiderakenteen koostumuksella. Kiderakenne muodostuu magneettisista ns. Weissin alkeisalueista sekä näitä alueita erottavista ns. Blochin seinämistä. Weissin alueilla materiaalin magneettiset dipolit ovat kaikki suuntautuneet yhdensuuntaisesti jokaisen alueen sisällä keskenään. Siirryttäessä Weissin alueelta toiselle magnetoinnin suunta ei vaihdu yhtäkkiä, vaan Weissin alueiden välissä on siirtymäalue, Blochin seinämä. Blochin seinämissä magneettisten dipolien suunta kiertyy vähitellen viereisen Weissin alueen suuntaiseksi kuvan 4.5a mukaisesti. Blochin seinämien paksuus vaihtelee muutamasta sadasta atomietäisyydestä muutamiin tuhansiin atomietäisyyksiin eli ne ovat erittäin ohuita Weissin alueisiin nähden [Par00].

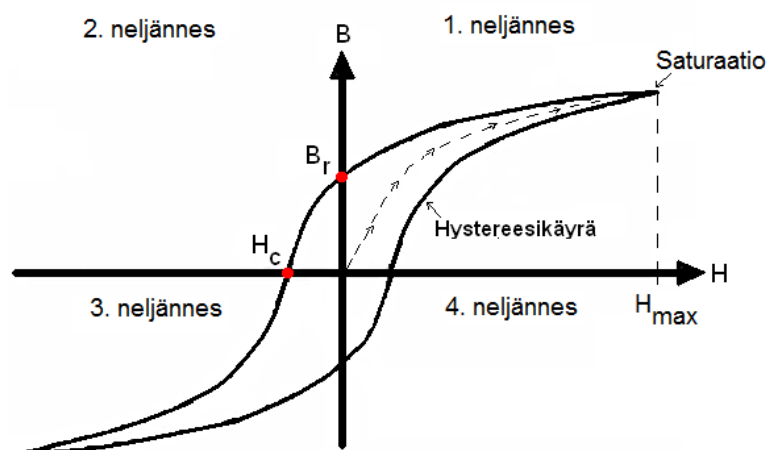


**Kuva 4.5.** Magneettisen suuntautumisen muutos Weissin alueita erottavassa Blochin seinämässä (a) sekä Weissin alueiden yhteensulautuminen ja Blochin seinämien (punaiset seinämät) siirtyminen magneettikentänvoimakkuuden kasvaessa (b).

Kaikki fysikaaliset järjestelmät pyrkivät luonnostaan hakeutumaan energiaminiimiin. Tämän vuoksi Blochin seinämät hakeutuvat sellaisiin materiaaliikohtiin, jossa niiden energia minimoituu. Näitä kohtia ovat materiaalin sisältämät kidevirheet sekä epäpuhtausatomit. Jos Blochin seinämään ei vaikuta ulkoinen magneettikentän voimakkuus, on sen tila stabiili. Ulkoinen magneettikenttä saa Blochin seinämät siirtymään lepoasemastaan, mutta magneettikentän ollessa heikko sen hävitessä Blochin seinämät palautuvat alkuperäisille paikoilleen. Vain tarpeeksi suuren ulkoisen magneettikentän voimakkuuden vaikutuksesta Blochin seinämät liikkuvat pysyvästi pois alkuperäisiltä paikoiltaan. Näitä Blochin seinämien tekemiä palautumattomia liikahduksia kutsutaan Barkhausenin hyppäyksiksi. Hyppäyksessä Blochin seinämien erottamat Weissin alueet yhdistyvät ja orientoituvat magneettisesti samaan suuntaan keskenään kuvan 4.5b tapaan.

Hystereesihäviöt syntyvät Weissin alueiden välisten Blochin seinämien tekemissä Barkhausenin hyppäyksissä. Sähkömoottoreissa käytettävä vaihtovirta luo ilmapäliin vaihtovirran taajuudella muuttuvan magneettikentän voimakkuuden, jonka suunta vaihtuu vaihtovirran taajuuden mukaisesti. Tällöin Barkhausenin hyppäyksiä tapahtuu moottorin ferromagneettisissa osissa jokaisella jaksolla.

Ferromagneettisen aineen magneettista käytöstä voidaan havainnollistaa kuvan 4.6 esittämän BH-käyrän avulla. Magnetoitaessa ferromagneettista materiaalia ensimmäisen kerran edetään katkoviivaa pitkin hystereesikäyrälle. Tämän jälkeen materiaalin magneettinen toiminta tapahtuu tummennetulla hystereesikäyrällä. Hystereesikäyrän huippuarvossa magneettikentän voimakkuus on saturaatiossa, koska siellä kaikki Weissin alueet ovat yhdistyneet, ja magneettikentän voimakkuuden lisääminen ei enää kasvata magneettivuon tiheyttä, vain vuontiheys ilmassa kasvaa.



**Kuva 4.6.** Ferromagneettisen materiaalin magneettinen käytös hystereesikäyrällä.

Magneettikentän voimakkuuden pienentyessä tästä maksimiarvostaan  $H_{max}$  edetään hystereesikäyrää toiseen neljännekseen ns. kestopagneettialueelle, jossa materiaalille jää kentän hävittyäkin tietty remanenssivuon tiheys  $B_r$ . Tämän poistamiseksi tarvitaan vastakkaisa suuntaista magnetointia koersiivikentän voimakkuuden verran  $H_c$  [Par00].

Tämän jälkeen magneettikentän voimakkuuden kasvaessa toiseen suuntaan edetään kolmanteen neljännekseen, kunnes saturaatio saavutetaan uudestaan. Magneettikentän voimakkuuden taas pienentyessä, edetään hystereesikäyrän alempaa reunaa pitkin neljännen neljänneksen kautta takaisin kohti ensimmäistä neljännestä, jolloin samat ilmiöt tapahtuvat uudelleen.

Vaihtovirtasovelluksissa taajuuden mukaan muuttuva virta aiheuttaa magneettikentän suunnan muutoksen jokaisella jaksolla. Siksi hystereesihäviöt ovat yleensä suoraan verrannollisia virran taajuuteen, hystereesisilmukan pinta-alaan ja magneettikentän taajuuteen yhtälön

$$P_{hyst} = f \oint_L \mathbf{H} \cdot d\mathbf{B} \quad (4.19)$$

mukaisesti, missä  $\mathbf{H}$  on magneettikentän voimakkuus,  $\mathbf{B}$  magneettivuon tiheys,  $L$  viivaintegraalin suljettu reitti ja  $f$  magneettikentän taajuus [Par00].

Hystereesihäviöitä arvioitaessa on otettava huomioon ilmiön riippuvuus ferromagneettisen materiaalin kiderakenteen molekyylikoosta sekä siihen vaikuttavan magneettikentän taajuudesta. Hystereesihäviöt eivät välttämättä käyttäydy lineaarisesti, koska taajuuden kasvaessa ei ole varmuutta siitä, ennättävätkö Weissin alueet yhdistymään ja niiden yhteinen magnetoinnin suunta orientoitumaan samansuuntaiseksi ennen kuin magneettikentän voimakkuus vaihtaa suuntaansa. Tämän vuoksi hystereesihäviöt voivat käyttäytyä arvaamattomasti taajuuden kasvaessa.

Pyörrevirtahäviöiden tapaan myös hystereesihäviöitä arvioidaan usein ferromagneettisen materiaalin massaan tai tilavuuteen suhteutettuna keskiarvosuureena. Eri menetelmistä johtuen hystereesihäviöitä laskettaessa joudutaan usein käyttämään erilaisia korjauskertoimia, joiden arvoja voidaan päätellä tilastollisesti tai erinäisiin rakenteellisiin laskelmiin perustuen [Tal05]. Hystereesihäviöiden pienentämiseksi käytettyjen ferromagneettisten materiaalien tulisi olla magneettisesti pehmeitä eli koersiivikentänvoimakkuudeltaan pieniä ja hystereesisilmukaltaan kapeita [Nou07].

#### 4.4.3. Virtahäviöt ja lisähäviöt

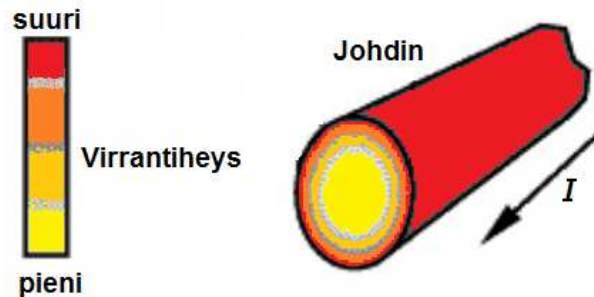
Virtahäviöt syntyvät pääasiallisesti moottorin staattorikäämityksessä tai induktiomoottorin tapauksessa myös roottorin oikosuljetussa häkkikäämityksessä. Käämityksissä kulkeva virta on varauksenkuljettajien liikettä. Varauksenkuljettajat törmäilevät edetessään johdinmateriaalin molekyyliarakenteen osiin. Törmäysten kitkasta syntyy lämpöä ja tehohäviöitä, joita kuvataan johdinmateriaalin resistanssilla. Staattorin virtahäviöt ovat usein helposti laskettavissa, kun moottoriin syötetty virta tai moottorin navoissa käytetty jännite on tiedossa. Sen sijaan roottoripuolella virtojen laskenta on vaikeampaa.

Virtahäviöt voidaan jakaa käytettävän virran mukaan resistiivisiin tasavirta- ja vaihtovirtahäviöihin. Tasavirtahäviöt  $P_{virta}$  kolmivaiheisessa johtimessa saadaan kaavasta

$$P_{virta} = 3R_s I_s^2 = 3 \frac{\rho l}{A_p} I_s^2, \quad (4.20)$$

missä  $I_s$  on yhden vaiheen virta ja  $R_s$  vaihekohtainen tasavirtaresistanssi, joka riippuu käämimateriaalin pituudesta  $l$ , poikkipinta-alasta  $A_p$  sekä materiaalin resistiivisyydestä  $\rho$ . Lisäksi johtimen resistanssin lämpötilariippuvuutta voidaan mallintaa käyttämällä johdinresistanssin arvioidun toimintalämpötilan mukaista korjauskerrointa [Tal05].

Yhtälössä 4.20 ei ole otettu huomioon, että vaihtovirtaa käytettäessä johtimen virtahäviöt ovat myös taajuudesta riippuvaisia. Taajuuden kasvaessa johtimessa kulkeva virta jakautuu yhä epätasaisemmin pakkautuen lähemmäs johtimen ulkoreunaa. Tällöin virrantiheys johtimen pinnalla kasvaa ja pienenee sen keskiosissa kuvan 4.7 mukaisesti. Tätä kutsutaan virranahdaksi, ja se voi olla poikkipinta-alaltaan suurilla johtimilla merkittävä jo pienillä vaihtovirran taajuuksilla. Virranahdtoa voidaan pienentää johtimien muotoilulla tai jakamalla johdin pienempiin rinnakkaisiin johtimiin ns. Linzin johtimen tapaan [Tal05].



**Kuva 4.7.** Virrantiheyden jakautuminen johtimessa virranahdon vaikutuksesta [Tal05].

Virranahda synnyttää moottoriin muodoltaan monimutkaisia ajan mukaan vaihtelevia magneettikenttiä, joiden yksinkertainen mallintaminen on mahdotonta. Siksi virranahdon aiheuttamat häviöt otetaan huomioon moottorin lisähäviöissä [Bin10].

Lisähäviöt ovat erillinen, kuormitusriippuvainen häviötyyppi, jolla kuvataan kaikki muut moottorissa muuten hankalasti mallinnettavissa olevat häviöt. Lisähäviöitä käyttämällä saadaan laskentatulokset vastaamaan todellisia mitattuja moottorin häviöitä. Lisähäviöihin lasketaan virranahdohäviöiden lisäksi mm. staattorikäämityksen epäideaalisuuksista, staattorivirran transienteista sekä magneettivuon epäsymmetriasta aiheutuvat häviöt. Lisähäviöitä aiheuttaa myös magneettivuon epätäydellinen roottoriin tunkeutuminen, Blochin seinämien vääntyminen, muodostuminen ja tuhoutuminen sekä seinämien liikkumisesta johtuvien mikroskooppisten pyörrevirtojen synnyttäminen [Par00].

Koska näistä ilmiöistä aiheutuvia häviöitä on mahdotonta mitata tarkkaan, määritellään ne prosenttiosuutena ulostulotehosta, kun muiden häviökomponenttien osuudet tiedetään mittausten tai laskelmien perusteella. IEC:n standardeissa on taulukoitu sallittuja lisähäviöiden prosenttiosuuksia ulostulotehosta moottorikoon mukaisesti [Abb09].

## 5. SÄHKÖMAGNEETTINEN FEM-MALLINNUS

Sähkömoottoreiden sähkömagneettisessa mallinnuksessa pyritään kuvaamaan moottorissa todellisuudessa tapahtuvia sähkömagneettisia ilmiöitä riittävällä tarkkuudella. Sähkömagneettisiin ongelmiin liittyy usein monimutkaisia geometrioita, epälineaarisia materiaaleja ja liikkuvia kenttälähteitä, jolloin analyttistä ratkaisua on useimmiten mahdoton löytää. Lisäksi magneettivuon roottoripinnalla aiheuttamia ilmiöitä tai uravinouden vaikutuksia on mahdotonta mallintaa tarkasti pelkästään analyttisin menetelmin. Niillä ei voida myöskään helposti mallintaa dynaamisia ilmiöitä kuten tehoelektroniikkalaitteista, staattorihammastuksesta ja –käämityksestä aiheutuvien yliaaltojen vaikutuksia. Siksi analyttiset mallit ovat yksin riittämättömiä tarkemman mallinnuksen ja erityisesti tuotekehityksen käyttöön. Tällöin turvaudutaan tietokonemallinnuksen keinoihin, jotka huolimatta niiden sisältämästä numeerisesta approksimaatiosta, tuottavat tarkkoja ja kuvaavia tuloksia.

Sähkömagneettisen mallinnuksen työkaluiksi on kehitetty useita numeerisia laskentamenetelmiä. Näitä ovat mm. momenttimenetelmä, Monte Carlo -menetelmä, Finite Difference –menetelmä ja Finite Element –menetelmä eli FEM. Materiaalien epälineaarisuus tai tarkasteltavan kappaleen geometria eivät rajoita FEM:in käyttöä. Siksi se on muita menetelmiä soveltuvampi ja yleistynyt sähkömagneettisessa mallinnuksessa [Bar06].

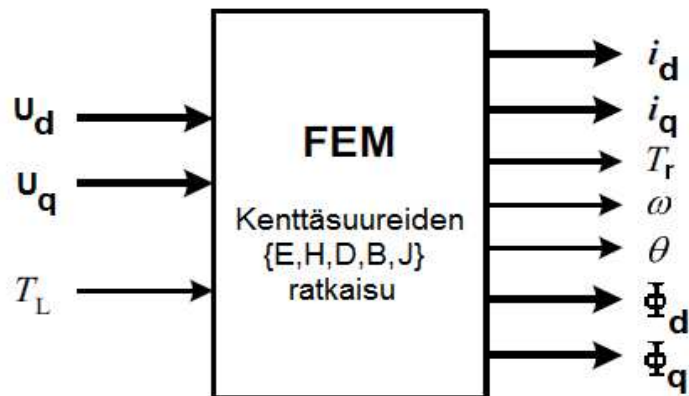
FEM-mallinnuksen perusideana on jakaa tarkasteltava alue tai kappale äärelliseen määrään pieniä peruselementtejä, kuten kolmioita, suorakulmioita tai tetraedreja. Näitä elementtejä kasataan ja puretaan, kunnes saavutetaan tarpeeksi kuvaava approksimaatio tarkasteltavasta alueesta. Peruselementit muodostavat toisistaan riippuvan, jatkuvan ja määritellyn alueen, jossa ongelman formulointiin voidaan käyttää sähkömagneetiikan differentiaaliyhtälöitä. Tietokoneen laskentatehon avulla etsitään numeerinen ratkaisu jokaisessa peruselementissä, elementtien solmupisteissä sekä niiden välillä. Kun numeeriset ratkaisut tiedetään jokaisessa peruselementissä, saadaan koko tarkastelualueen ratkaisu kaikkien peruselementtien ratkaisujen summana [Sil83].

Tarkasteltavasta ongelmasta riippuen FEM-mallinnusta voidaan tehdä kaksi- tai kolmiulotteisena, ja sen avulla voidaan arvioida yliaaltoilmiöitä ja niiden vaikutuksia paremmin kuin analyttisin menetelmin. Liikettä sisältävät tarkastelut, kuten moottoritarkastelut yleensäkin, mallinnetaan aika-askelluksena. Tämä vaatii paljon laskentaresursseja ja lukuisia ongelman läpilaskukertoja tulosten saamiseksi. FEM-mallinnus onkin kompromissi laskenta-ajan ja mallin tarkkuuden välillä. Mitä tiheämpi tarkastelualueita kuvaava elementtiverkko on, sitä kauemmin laskenta kestää. Esimerkiksi yksiulotteisen mallin ratkaisun vaatiessa  $n$  solmua, vaatii kaksiulotteinen



malli jo  $n^2$  solmua. Kolmiulotteinen malli vaatii jopa  $3n^3$  solmua, koska kolmiulotteisen ongelman ratkaisussa joudutaan käyttämään vektoripotentiaalia, joka pitää määritellä jokaisen paikkadimension mukaan. Ratkaisuaika on suoraan verrannollinen käytettävään solmumäärään ja tarkastelu-aikaan. Laskentaongelmaa pyritään rajamaan erilaisin reunaehdoin ja jakamalla tarkastelualuetta pienempiin symmetrisiin osiin matemaattisen ratkaisun nopeuttamiseksi [Sil83].

Sähkömagneettinen FEM-mallinnus ratkaisee sähkömagneettiset kenttäsuureet tarkastelualueessa. Sähkömoottoreiden mallinnuksessa sen voidaan ajatella toimivan kuvan 5.1. mukaisena lohkona, joka lohkon sisällä ratkaistujen kenttäsuureiden avulla muodostaa yhdeyden sisäänmeno- ja ulostulosuureiden välille malliin syötettyjen geometria- ja materiaali-parametrien perusteella.



**Kuva 5.1.** Sähkömoottorin FEM-mallinnus toimintalohkona sisäänmeno- ja ulostulosuureiden välillä.

Sisäänmenosuureina analyysi tarvitsee tiedot sähkömagneettisista herätteistä, jotka annetaan yleensä jännitteinä tai virtoina. Lisäksi saatetaan tarvita tieto moottoriakselilla vaikuttavasta kuormamomentista  $T_L$  moottorin mekaanista käyttäytymistä varten. Sisäänmenosuureiden avulla saadaan ratkaistua moottorin kenttäsuureet, joista saadaan laskettua moottorin suorituskyvyn suuret: vääntömomentti  $T_r$ , pyörimisnopeus  $\omega$ , asentokulma  $\theta$ , magneettivuot  $\Phi_d$  ja  $\Phi_q$  sekä virrat  $i_d$  ja  $i_q$  [Kan05]. Lisäksi FEM-mallinnuksen sisältämät kentälaskurit pystyvät ratkaisemaan kenttäsuureista moottorissa tapahtuvia sähkömagneettisia häviöitä, ja niitä voidaan mallinnuksen perusteella esittää havainnollisin kuvin. Sähkömagneettinen FEM-mallinnus perustuu sähkömagneettiseen teoriaan, keskeisimmin Maxwellin yhtälöihin.

## 5.1. Maxwellin yhtälöt, väliaine-yhtälöt ja rajapintaehdot

Sähkömagnetismin teorian muodostaminen on kestänyt kauan aihepiiriin vaikeasti havainnoitavien ilmiöiden ja abstraktien suureiden vuoksi. Teorian tekoon on osallistunut useita fyysikoita ja matemaatikkoja, kuten Ampere, Gauss, Faraday, Lenz, Coulomb, Lorentz ja Laplace. Koko sähkömagneettinen teoria voidaan kuitenkin kiteyttää James Maxwellin 1860-luvulla esittelemään neljään Maxwellin yhtälöön.

Nämä yhtälöt ovat myös suhteellisuusteorian muodostamisen perustana, ja ovat siksi voimassa myös kvanttimekaniikan tarkasteluissa [Bar06].

Maxwellin yhtälöillä voidaan kuvata kaikkia sähkömooottoreissa esiintyviä makroskooppisen mittakaavan sähkömagneettisia ilmiöitä. Yhtälöt käsittelevät viittä kenttäsuuretta: sähkökentän voimakkuutta  $\mathbf{E}$ , sähkövuon tiheyttä  $\mathbf{D}$ , magneettikentän voimakkuutta  $\mathbf{H}$ , magneettivuon tiheyttä  $\mathbf{B}$  sekä virrantiheyttä  $\mathbf{J}$ . Lisäksi yhtälöissä esiintyvä  $\mathbf{n}$  on tarkasteltavan pinta-alan  $A$  ulkonormaalivektori ja  $L$  viivaintegraalin integroimistie. Sähkökentän voimakkuus ja magneettivuon tiheys ovat havaittavissa ja mitattavissa olevia luonnollisia suureita, kun taas sähkövuon tiheys ja magneettikentän voimakkuus ovat mallinnuksen takia keksittyjä, keinotekoisia apusuureita. Maxwellin yhtälöt luovat yhteyden näiden sähkö- ja magneettikenttäparien sekä virrantiheyden välille. Taulukossa 5.1. on esitetty Maxwellin yhtälöiden integraalimuodot, sekä sähkömagneettisessa laskennassa käytetyt differentiaalimuodot [Rei93].

**Taulukko 5.1.** Maxwellin lait integraali- ja differentiaalimuodossaan.

	Integraalimuoto	Differentiaalimuoto
Faradayn laki	$\oint_L \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = - \frac{d}{dt} \int_A \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} da$	$\nabla \times \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$
Gaussin laki sähkökentälle	$\oint_A \mathbf{D} \cdot \mathbf{n} da = \rho$	$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho$
Gaussin laki magneettikentälle	$\oint_A \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} da = 0$	$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$
Amperen virtalaki ja Maxwellin lisäys	$\oint_L \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_A \mathbf{J} \cdot \mathbf{n} da + \frac{d}{dt} \int_A \mathbf{D} \cdot \mathbf{n} da$	$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}$

Sähkö- ja magneettikenttää voidaan mallintaa vuon ja kentänvoimakkuuden suurepareilla  $\{\mathbf{D}, \mathbf{E}\}$  ja  $\{\mathbf{B}, \mathbf{H}\}$  sekä sähkökentän yhteyttä virrantiheyteen kuvaavalla kenttäsuureparilla  $\{\mathbf{E}, \mathbf{J}\}$ . Näitä suurepareja yhdistävät väliaine yhtälöt, jotka kuvaavat sähkö- ja magneettikenttien käyttäytymistä mallinnettavissa väliaineissa, joissa materiaalien sähköiset ja magneettiset ominaisuudet vaikuttavat sähkömagneettisten kenttien kulkuun

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} , \quad (5.1)$$

$$\mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} , \quad (5.2)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} . \quad (5.3)$$

Väliaine yhtälöissä kenttäsuureita yhdistävät kertoimet ovat permeabiliteetti  $\mu$ , permittiivisyys  $\epsilon$  ja konduktanssi  $\sigma$ . Ne sisältävät tiedon kulloisenkin väliaineen vaikutuksista magneetti- ja sähkökenttään. Permeanssin ja permeabiliteetin arvot annetaan usein suhteellisarvoina verrattuna tyhjiön vastaavaan arvoon.

Maxwellin yhtälöiden ja väliaine yhtälöiden lisäksi sähkömagneettisessa mallintamisessa käytetään rajapintaehtoja, jotka kertovat sähkö- ja magneettikenttien

käyttäytymisen materiaalien rajapinnoilla. Soveltamalla Maxwellin yhtälöiden integraalimuotoja kapealla suljetulla reitillä tai ohuessa sylinterissä materiaalien rajapinnoilla saadaan rajapintaehdot:

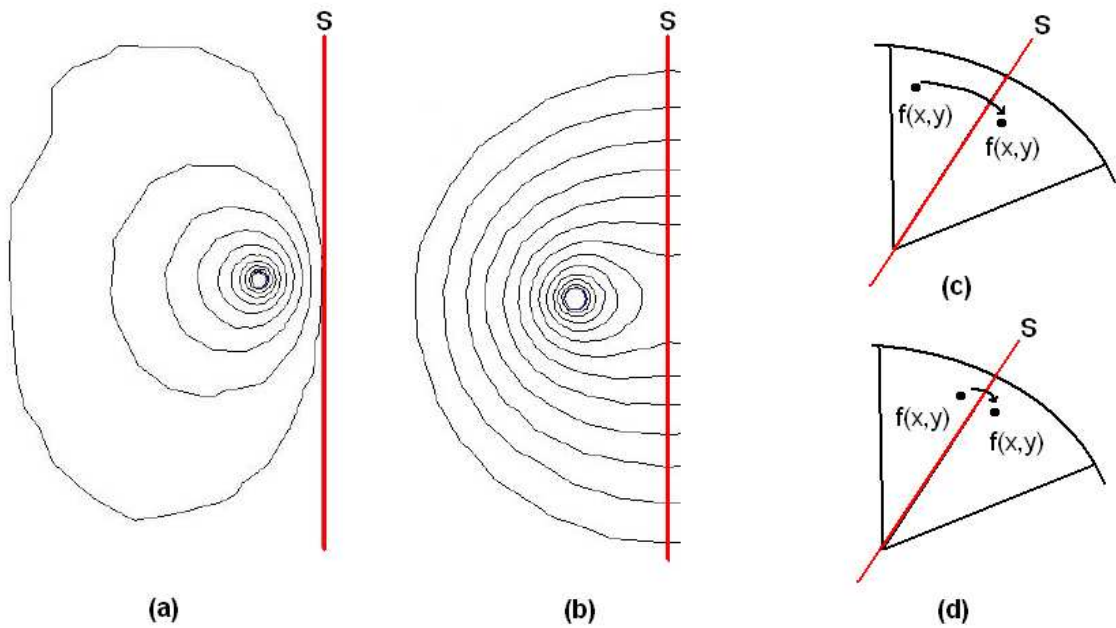
- sähkökentän voimakkuuden  $E$  tangentialikomponentti on jatkuva
- magneettikentän voimakkuuden  $H$  tangentialikomponentti poikkeaa rajapinnalla pintavirrantiheyden verran
- sähkövuontiheyden  $D$  normaalikomponentti poikkeaa rajapinnalla pintavaraustiheyden verran
- magneettivuontiheyden  $B$  normaalikomponentti on jatkuva.

Sähkömagneettisesta ongelmasta muodostetaan reuna-arvotehtävä, jonka ratkaisuna pyritään saamaan tieto sähkö- ja magneettikenttien käyttäytymisestä jokaisessa peruselementissä ja koko tarkastelualueessa [Rei93].

## 5.2. Reuna-arvotehtävän asettelu ja ratkaisu

Reuna-arvotehtävän ratkaisu vaatii esitietoina ratkaisualueella sijaitsevien kappaleiden geometriat, kappaleiden materiaaliparametrien arvot, edellisessä luvussa esitetyt rajapintaehdot, ratkaisualueen reunaehdot sekä ongelmaa kuvaavat osittaisdifferentiaaliyhtälöt. Kappaleiden geometriat ja materiaaliparametrit syötetään FEM-mallinnukseen rakentamalla tarkasteltavasta moottorista geometrinen 3D-malli, ja asettamalla käytettävälle materiaaleille niitä kuvaavat parametrien arvot. Osittaisdifferentiaaliyhtälöiden käyttö vaatii derivoituvuutta ja jatkuvuutta tarkastelualueella. Aineiden rajapinnoilla sähkömagneettiset kentät eivät ole kaikilta komponenteiltaan jatkuvia, jolloin rajapintaehdot kuvaavat kenttien käyttäytymistä materiaalirajapinnoilla. Lisäksi ratkaisun helpottamiseksi ja ongelman yksinkertaistamiseksi käytetään reunaehtoja, joilla voidaan tehokkaasti rajata tarkastelualueita ja lyhentää näin ratkaisun etsimiseen kuluva aikaa.

Reunaehdot määrittävät sähkö- ja magneettikentän käyttäytymisen tietyillä pinnoilla. Yleisimmät reunaehdot ovat Dirichletin ja Neumannin reunaehdot. Dirichletin reunaehto määrää ratkaistavan kenttäsuureen potentiaalille tietyn vakioarvon reunaehdopinnalla  $S$ . Tällöin kyseessä on tasapotentiaalipinta, jossa tasapotentiaalivuoviivat ovat aina tangentialisia, kuten kuvassa 5.2a, eli ne eivät koskaan ylitä reunaehdopintaa. Neumannin reunaehto määrää ratkaistavan potentiaalın tasapotentiaalivuoviivat ylittämään reunaehdopinnan tietyn erikseen määritellyn funktion mukaisesti, kuten kuvassa 5.2b kohtisuoraan reunaehdopintaa  $S$  vastaan [Bar06]. Näiden lisäksi FEM-mallinnuksessa käytetään hyväksi symmetrisiä reunaehtoja. Mikäli ratkaistavan kappaleen geometria on periodisesti symmetrinen (kuva 5.2c), peilisymmetrinen (kuva 5.2d), taso- tai pyörähdysakselisymmetrinen, voidaan FEM-tarkastelu tehdä yhdelle symmetriselle osakokonaisuudelle, ja koko ratkaisu saadaan tällöin kertomalla se symmetriaosien määrällä.



**Kuva 5.2.** Dirichletin, Neumannin sekä periodisen ja peilisymmetrian reunaehdot.

Joissakin tapauksissa reunaehtojen käyttö voi helpottaa kolmiulotteisen ongelman tarkastelua palauttamalla sen kaksiulotteiseen tasoon, kuten esimerkiksi moottoritarkasteluissa, joissa roottori oletetaan akselin suunnassa äärettömän pitkäksi. Tällöin mallinnuksessa riittää roottoriakselia vastaan kohtisuoraan leikatun kapean siivun tarkastelu [Sil83].

Tarkasteltavan synkronisen suurnopeusreluktanssimoottorin tapauksessa reuna-arvotekävy on pyörrevirtatehtävä, jonka ratkaisuun käytetään yleisesti toisen kertaluvun osittaisdifferentiaaliyhtälöitä. Osittaisdifferentiaaliyhtälöiden avulla ratkaistavina suureina ovat magneettinen vektoripotentiaali  $A$  ja sähköinen skalaaripotentiaali  $\phi_{scat}$ , joiden avulla saadaan ratkaistua virrantiheys  $J$  tarkastelualueen jokaisessa peruselementissä. Virrantiheydestä päästään puolestaan Maxwellin yhtälöiden avulla käsiksi muihin ratkaistaviin magneettisiin kenttäsuureisiin  $(B, H)$ . Koska sähkömoottoreiden käyttötaajuus on verrattaen matala, oletetaan polarisaation ja staattorikäämeihin indusoituvien kiertovirtojen olevan merkityksettömän pieniä. Verrattaen matalan taajuuden vuoksi Amperen laista voidaan Maxwellin lisäyksen varauksen kertymistä kuvaava termi jättää pois, ja analyysi yksinkertaistuu ns. quasistaattiseksi tarkastelutilanteeksi [Bar06].

Pyörrevirtatehtävää kuvaavat osittaisdifferentiaaliyhtälöt saadaan muodostettua käyttämällä taulukon 5.2. kolmea Maxwellin yhtälöä, kahta väliaine yhtälöä sekä magneettivuontiheyden avulla määriteltä magneettista vektoripotentiaalia [Bar06]. Vektoripotentiaali pakotetaan ratkaisualueella jatkuvaksi, jolloin myös magneettivuon tiheys  $B$  on jatkuva. Siksi simulaation numeerisesta ratkaisutavasta aiheutuva virhe kertyy magneettikentän voimakkuuteen  $H$ .

**Taulukko 5.2.** Sähkömagneettisen pyörrevirtatehtävän ratkaisuun vaadittavat yhtälöt.

Amperen laki	$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J}$
Faradayn laki	$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$
Gaussin laki magneettikentille	$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$
Magneettikentän väliaine yhtälö	$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H}$
Virrantiheyden väliaine yhtälö	$\mathbf{J} = \sigma \mathbf{E}$
Magneettinen vektoripotentiaali	$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A}$

Magneettikenttien lähteettömyyttä kuvaava Gaussin laki magneettikentille on aina voimassa magneettikenttiä tarkasteltaessa. Tämän lisäksi pyörrevirtatehtävää kuvaavan osittaisdifferentiaaliyhtälön ratkaisu alkaa käyttämällä magneettisen vektoripotentiaalin määritelmää

$$\mathbf{B} = \nabla \times \mathbf{A} . \quad (5.4)$$

Sijoittamalla tämä yhtälö Faradayn lakiin, joka voidaan pyörteettömässä tarkastelualueessa esittää sähköisen skalaaripotentiaalin avulla, saadaan yhtälö

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial}{\partial t} \mathbf{A} - \nabla \varphi_{scal} . \quad (5.5)$$

Soveltamalla virrantiheyden väliaine yhtälöä saadaan pyörrevirtojen tiheys  $J_e$  laskettua yhtälöstä

$$\mathbf{J}_e = \sigma \mathbf{E} = -\sigma \left( \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{A} + \nabla \varphi_{scal} \right) . \quad (5.6)$$

Pyörrevirtojen tiheyden yhtälön tulee toteuttaa samalla myös virran jatkuvuusyhtälö

$$\nabla \cdot \mathbf{J}_e = \nabla \cdot \left[ -\sigma \left( \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{A} + \nabla \varphi_{scal} \right) \right] = 0 . \quad (5.7)$$

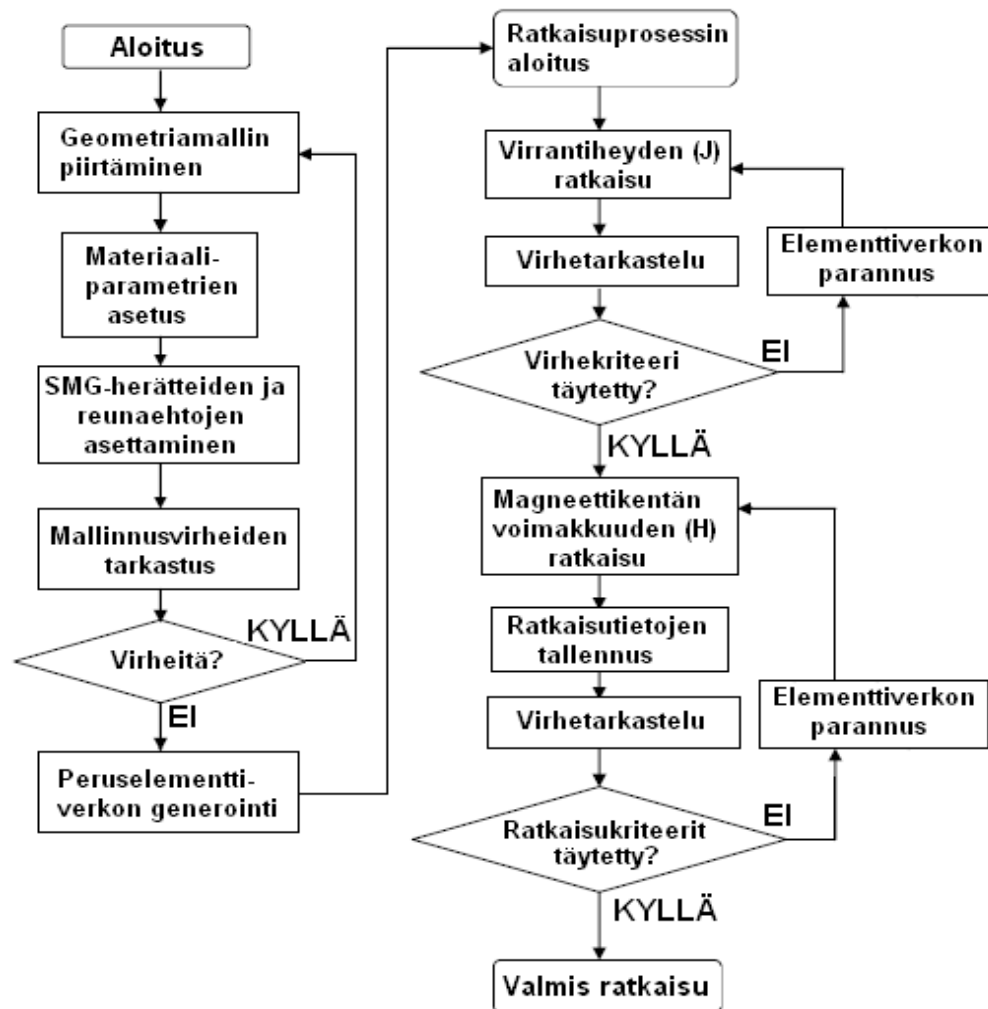
Amperen laki voidaan nyt kirjoittaa edellä ratkaistua pyörrevirtojen virrantiheyttä sekä magneettikentän väliaine yhtälöä käyttäen muotoon

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu} \cdot \nabla \times \mathbf{A} \right) + \sigma \left( \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{A} + \nabla \varphi_{scal} \right) = \mathbf{J} . \quad (5.8)$$

Ratkaisuna saadaan virrantiheys  $\mathbf{J}$ , jonka avulla voidaan ratkaista Maxwellin yhtälöitä käyttämällä magneettiset kenttäsuureet. Pyörrevirtatehtävä on reuna-arvotehtävä, jossa suureparille  $\{\varphi_{scal}, \mathbf{A}\}$  etsitään numeerinen ratkaisu, joka toteuttaa yllä olevat virranjatkuvuuden ja Amperen lain yhtälöt. [Tal05].

### 5.3. Maxwell-ohjelmiston käyttö mallinnuksessa

Tässä työssä käytetään luvussa kuusi esiteltävän synkronisen suurnopeusreluktanssimoottorin sähkömagneettiseen mallintamiseen Ansoftin Maxwell FEM-mallinnusohjelmistoa. Ohjelmiston toiminta perustuu kuvan 5.3 lohkokaavioon ja sen kolmeen sisäiseen silmukkaan, joista ensimmäinen, mallinnusprosessisilmukka, käsittää geometrisen mallin piirtämisen ja materiaaliparametrien asettelun. Tämän silmukan ohjelmiston käyttäjä käy läpi rakentaessaan geometrisen mallin, asettaessaan materiaaliparametrit, sähkömagneettiset herätteet ja reunaehdot reuna-arvottehtävän mukaisesti.



**Kuva 5.3.** Maxwell-ohjelmiston toimintaa kuvaava lohkokaavio, jossa vasemmalla käyttäjän suorittama mallinnusprosessi ja oikealla simulaatio-ohjelman suorittama ratkaisuprosessi [Kan05].

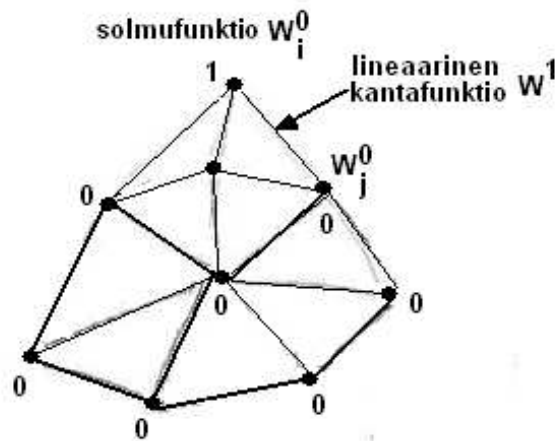
Kaksi muuta silmukkaa ovat ohjelmiston itsensä hallinnoimia, ja ne suoritetaan tietokoneen suorittaman ratkaisuprosessin osana itsestään. Ohjelmisto laskee kenttäsuureista valmiin ratkaisun. Sähkömagneettisen reuna-arvottehtävän ratkaisu tehdään Ansoftin Maxwell-ohjelmistossa FEM-mallinnuksessa. Kyseessä on elementtimenetelmä, jossa tarkasteltava alue jaetaan pienempiin osa-alueisiin,

peruselementteihin. Simulaatio-ohjelmisto arvioi etsittäviä skalaari- ja vektoripotentiaaleja erikseen jokaisessa peruselementissä. Ansoftin Maxwell-ohjelmiston ratkaisutapa perustuu Galerkinin painotusmenetelmään, jossa ongelma hajautetaan energiaminimin etsimisongelmaksi kussakin tarkastelualueessa.

### 5.3.1. Solmufunktiot ja lineaariset kantafunktiot

FEM-mallinnuksessa tarkastelualue jaetaan pieniin elementteihin, jotka sopeutuvat tarkastelualueen kappaleiden rajoihin, ja peittävät koko tarkastelualueen yksiselitteisesti ilman päällekkäisyyksiä. Kolmiulotteisessa ratkaisussa käytetyt elementit ovat tetraedreja, kolmiopohjaisia pyramideja, joilla on neljä kulmaa. Simulaatio hakee yksinkertaisen numeerisen ratkaisun jokaisessa tällaisessa elementissä. Ratkaisun tulee toteuttaa rajaehdot eli ratkaisut ovat rajojen yli edetessään elementistä toiseen jatkuvia.

Tetraedrielementit muodostavat tarkastelualueen, jossa niiden jokaiseen solmupisteeseen liitetään karteesisessa koordinaatistossa määritelty solmufunktio  $W_i^0 = a + bx + cy + dz$ . Tämä solmufunktio saa arvon yksi solmupisteessään  $i$  ja muissa solmupisteissä arvon nolla. Ratkaisun jatkuvuus säilytetään määrittelemällä vierekkäisten tetraedrien yhteisellä särmällä oleva potentiaali lineaarisena interpolaationa eli lineaarisena kantafunktiona  $W^1$ . Tämä saadaan vierekkäisten elementtien yhteiseen särmään liitettävistä solmufunktioiden arvoista, jolloin näiden solmupisteiden välille muodostuu lineaarielementti eli kantafunktio kuvan 5.4 mukaisesti. Kaikkien solmupisteiden välille syntyy samalla tavalla lineaarielementti, jotka yhdessä muodostavat tarkastelualueen kattavan elementtiverkon.



**Kuva 5.4.** Solmufunktio  $W_i^0$  ja lineaarisen kantafunktion  $W^1$  muodostuminen solmufunktioiden  $W_i^0$  ja  $W_j^0$  välille.

Jokaisen solmufunktion kertoimet  $a, b, c, d$  voidaan ratkaista toisistaan riippumattomista yhtälöistä tai niistä muodostetusta matriisista

$$W^0 = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 & z_1 \\ 1 & x_2 & y_2 & z_2 \\ 1 & x_3 & y_3 & z_3 \\ 1 & x_4 & y_4 & z_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \\ d \end{bmatrix}, \quad (5.9)$$

kun  $W^0$  saa kulloisessakin tarkasteltavassa solmupisteessä arvon yksi ja muissa solmupisteissä arvon nolla. Solmupisteiden välille syntyvät lineaariset kantafunktiot saadaan yhtälöstä

$$W^1 = W_i^0 \nabla W_j^0 - W_j^0 \nabla W_i^0, \quad (5.10)$$

missä  $W^l$  on solmusta  $i$  solmuun  $j$  muodostuva lineaarinen kantafunktio. Lineaaristen kantafunktioiden jatkuvuus toteutuu automaattisesti, ja näinollen myös koko ratkaisun jatkuvuus tarkastelualueella toteutuu. Yhdistämällä solmupisteiden matriisimuoto 5.9 ja lineaarisen kantafunktion  $W^l$  yhtälömuoto 5.10 saadaan lineaarinen kantafunktio esitettyä matriisiyhtälönä

$$W^1 = \begin{bmatrix} 1 & x & y & z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & x_1 & y_1 & z_1 \\ 1 & x_2 & y_2 & z_2 \\ 1 & x_3 & y_3 & z_3 \\ 1 & x_4 & y_4 & z_4 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \quad (5.11)$$

Tästä matriisiyhtälöstä saadaan jokaiselle tetraedrille neljä lineaarista kantafunktiota  $W_1^l$ ,  $W_2^l$ ,  $W_3^l$  ja  $W_4^l$ . Lineaariset kantafunktiot ovat samaa muotoa, ja vain niiden koordinaatit eroavat toisistaan. Koska kolmiulotteisissa tarkasteluissa lineaariset kantafunktiot ovat muodoltaan pitkiä, on alla esitetty esimerkkinä vain ensimmäinen lineaarinen kantafunktio  $W_1^l$

$$W_1^1(x, y, z) = \frac{1}{6V} \left\{ \begin{aligned} & (x_2 y_3 z_4 - x_2 y_4 z_3 - x_3 y_2 z_4 + x_3 y_4 z_2 + x_4 y_2 z_3 - x_4 y_3 z_2) \\ & + x(y_3 z_2 - y_2 z_3 + y_2 z_4 - y_4 z_2 - y_3 z_4 + y_4 z_3) \\ & + y(x_2 z_3 - x_3 z_2 - x_2 z_4 + x_4 z_2 + x_3 z_4 - x_4 z_3) \\ & + z(x_3 y_2 - x_2 y_3 + x_2 y_4 - x_4 y_2 - x_3 y_4 + x_4 y_3) \end{aligned} \right\}. \quad (5.12)$$

Numeroidut alaindeksit ovat tetraedrin solmufunktioista saatavia koordinaatteja, ja  $V$  on tetraedrielementin tilavuus, joka saadaan kuusinkertaisena lineaarisiin kantafunktioihin liittyvän matriisin determinantista. Lineaaristen kantafunktioiden avulla voidaan elementin  $e$  vektoripotentiaalille kirjoittaa yhtälö

$$A^e = \sum_{j=1}^4 A_j W_j^e, \quad (5.13)$$

missä  $W_j^e$  on solmuun  $j$  liittyvä ja elementissä  $e$  määritelty kantafunktio ja  $A_j$  solmun vektoripotentiaalın arvo. Näin lineaaristen kantafunktioiden avulla saadaan vektoripotentiaalille tehtyä kolmiulotteinen lineaarinen interpolaatio tarkasteltavan



elementin solmufunktioista ja pakotettua vektoripotentiaali jatkuvaksi tarkastelualueessa [Sil83].

### 5.3.2. Galerkinin menetelmä

FEM-simulaatio etsii lineaarisista kantafunktioista saadun vektoripotentiaalin yhtälölle ratkaisun ns. Galerkinin menetelmällä. Menetelmä perustuu erillisten painokertoimien käyttöön ja järjestelmän energian minimointiin niiden avulla. Galerkinin menetelmän käyttö alkaa luvussa 5.2 esitellyn Amperen lain yhtälöstä 5.8

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu} \cdot \nabla \times \mathbf{A} \right) + \sigma \left( \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{A} + \nabla \varphi_{scal} \right) = \mathbf{J}_s. \quad (5.14)$$

Käyttämällä vektorialgebran yhteyttä

$$\nabla \times \left( \frac{1}{\mu} \nabla \times \mathbf{A} \right) = \nabla (\nabla \cdot \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} \quad (5.15)$$

ja Coulombin ehtoa ( $\nabla \cdot \mathbf{A} = 0$ ), saadaan moottorin eri osissa vektoripotentiaalille yhtälöt

$$\nabla \cdot \left( \frac{1}{\mu} \nabla \cdot \mathbf{A} \right) = \begin{cases} 0 \\ \mathbf{J}_s = \frac{N_w i_w}{S_w} \\ \sigma \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{A} + \sigma \nabla \varphi_{scal} \\ \sigma \frac{\partial}{\partial t} \mathbf{A} \end{cases} \quad (5.16)$$

Ilmassa ja raudan laminaattiosissa vektoripotentiaali  $\mathbf{A}$  on nolla. Staattorin vaihekäämeissä vaikuttaa virrantiheys  $\mathbf{J}_s$ , joka on käämikierron luvun  $N_w$  ja käämivirran  $i_w$  tulon ja käämin poikkipinta-alan  $S_w$  osamäärä. Reluktanssiroottorin tankojen päädyissä ja roottoripinnalla vektoripotentiaaliin vaikuttavat johtavuuden ja vektoripotentiaalin aikaderivaatan tulo sekä johtavuuden ja sähköisen skalaaripotentiaalin gradientin tulo. Lisäksi roottorin sisällä ja staattoriraudassa yhtälöön vaikuttaa vain johtavuuden ja vektoripotentiaalin aikaderivaatan tulo.

Numeerinen kenttäyhtälö saadaan johtettua Galerkinin painotusmenetelmällä, jossa ylläolevat termit kerrotaan lineaaristen kantafunktioiden muodostamilla painofunktioilla  $W_j$  ja integroidaan koko elementtiverkon yli. Näin solmulle  $i$  saadaan yhtälö

$$\int_{\Omega} \left[ \sum_{j=1}^{N_n} \left( \frac{1}{\mu} \nabla W_j \cdot \nabla W_j A_j + \sigma W_i W_j \frac{\partial}{\partial t} A_j \right) - \sigma W_i \nabla \varphi_{scal} - W_i N_w i_w / S_w \right] d\Omega = 0, \quad (5.17)$$

missä  $\Omega$  edustaa koko verkotuksen alaa,  $N_n$  on vapaiden solmujen määrä,  $W_j$  solmuun  $j$  liittyvä painofunktio ja  $A_j$  solmuun  $j$  liittyvä vektoripotentiaali. On otettava huomioon, että yhtälön 5.17 viimeiset kolme termiä ovat käytössä vain alueilla, missä johtavuus  $\sigma$ ,

sähköinen skalaaripotentiali  $\phi_{scal}$  tai staattorin käämissä kulkeva virta  $i_w$  on määritelty, ja niiden arvot poikkeavat nolasta [Kan05].

## 5.4. Vääntömomentin mallinnus

Vääntömomentin määrittäminen on erittäin tärkeä sähkömoottoreiden analyysin ja suunnittelun kannalta. FEM-mallinnus mahdollistaa vääntömomentin tarkan määrittämisen moottorin parametreista magneettikentän ratkaisun kautta, koska se ottaa huomioon käämityksen oikean jakauman, geometrian yksityiskohdat ja moottoreiden epälineaariset magneettiset materiaalit. Vääntömomentin laskemiseen voidaan FEM-mallinnuksessa käyttää useita tapoja. Näistä kaksi yleisimmin käytettyä ovat Maxwellin jännitetensori sekä virtuaalinen työ ja magneettinen liitosenergia [Ger05]. Ansoftin Maxwell-ohjelmisto soveltaa näistä jälkimmäistä tarkemman tuloksen saamiseksi.

Maxwellin jännitetensorimetodi on yleisesti käytetyin tapa vääntömomentin laskemiseen, koska se on yksinkertainen soveltaa ja vaatii vain tiedon magneettikentästä moottorin ilmapälissä. Lisäksi sen vaatima laskenta-aika on suhteellisen lyhyt. Menetelmän heikkous on kuitenkin sen laskentatarkkuus, joka on paljolti riippuvainen ratkaistavasta ongelmasta ja ilmapälin tarkastelureitistä. Menetelmän käyttö vaatii pieneenkin ilmapäliin tiheän, usean elementtikerroksen paksuisen verkotuksen, ja laskenta on suoritettava elementtiverkotuksen välikerroksissa, ilmapälin keskellä [Ger05].

Ansoftin Maxwell-ohjelmiston käyttämä menetelmä perustuu magneettikenttään varastoituneen liitosenergian muutoksen ja virtuaalisen työn pieneen muutokseen. Virtuaalisen työn periaatteen mukaan sähkömagneettinen vääntö vastaa liitosenergian derivaattaa roottorin asentokulman suhteen, kun staattorivirta on vakio. Tällöin vääntömomentti voidaan laskea suoraan jokaiselle aika-askeleelle yhtälöstä

$$T_r = \left| \frac{\partial W'_k(i, \theta)}{\partial \theta} \right|. \quad (5.23)$$

Tätä menetelmää käyttäen tarvitaan kuitenkin aina kaksi laskentakierrosta, jotta liitosenergian muutos inkrementaalisen pienessä asennonmuutoksessa saadaan ratkaistua. Tästä johtuen vääntömomentin laskeminen liitosenergian avulla on laskennallisesti työläämpää kuin Maxwellin jännitetensorimenetelmän käyttö [Ger05].

## 5.5. Pitkittäis- ja poikittaisinduktanssien mallinnus

Magneettipiirissä indutanssi voidaan määrittää usealla eri tavalla magneettivuon ja virran tai niiden magneettipiiriin varastoiman energian avulla [Nou07]. Tässä työssä pitkittäis- ja poikittaisinduktanssin määrittäminen tehdään tarkastelemalla simulaatiomallista roottorin läpäisevää magneettivuota ja staattorivirtaa. Induktansseja varten tarvittavat magneettivuot määritetään simulaation magneettivuontiheyden ratkaisusta yhtälöstä

$$\Phi = \int_A \mathbf{B} \cdot \mathbf{n} da . \quad (5.24)$$

Näin saadaan roottorin tarkasteltavan poikkipinnan  $A$  läpäisevä magneettivuon pinnan normaalin  $\mathbf{n}$  suuntaan. Roottorin ollessa magneettisesti parhaan johtavuuden suuntaisessa asennossa staattorin muodostamaan magneettikenttään nähden roottorin läpäisee vain pitkittäissuuntainen magneettivuon  $\Phi_d$ . Vastaavasti roottorin ollessa magneettisesti huonoiten johtavassa asennossa magneettikenttään nähden läpäisee roottorin vain poikittaissuuntainen magneettivuon  $\Phi_q$ . Simuloitaessa prototyyppimoottoria näissä asennoissa magneettikenttään nähden saadaan määritettyä magneettivuon pitkittäis- ja poikittaissuuntaiset komponentit. Näistä tiedoista pystytään laskemaan pitkittäis- ja poikittaissuuntaiset induktanssit  $L_d$  ja  $L_q$  yhtälöistä

$$L_d = \Phi_d / I , \quad (5.25)$$

$$L_q = \Phi_q / I , \quad (5.26)$$

missä  $I$  on staattorivirran tehollisarvo. Näistä induktansseista voidaan arvioida myös roottorin anisotrooppisuussuhdetta [Bol96].

## 5.6. Sähkömagneettisten häviöiden mallinnus

FEM-mallinnuksessa voidaan sähkömagneettisia häviöitä, erityisesti hystereesi- ja pyörrevirtahäviöitä, tarkastella huomattavasti perinteisiä analyttisiä menetelmiä luotettavammin. Erityisesti aikariippuvat tarkastelut ovat analyttisten menetelmien heikkous. Sen sijaan FEM-mallinnuksen aika-askellustarkastelut soveltuvat erittäin hyvin aikariippuvien tilanteiden ja häviöiden laskentaan. Häviöihin vaikuttavat lisäksi mm. materiaalin lämpötila, laminointi, sähköiset ominaisuudet sekä geometria [Bar06]. Juuri geometrian takia kolmiulotteinen tarkastelu on välttämätön ja analyttisiä menetelmiä parempi tässä työssä tarkasteltavassa moottorissa.

Sähkömagneettisten häviöiden mallinnuksessa tarkasteltavat ilmiöt ovat usein hyvin pieniä ja mallintamisen kannalta erittäin haasteellisia. Erityisiä ongelmakohtia ovat staattorikäämien virranhaatoilmiöiden, staattorikäämityksen johtimien välillä esiintyvien kiertovirtojen, käämipäätyjen epähomogeenisen magneettikentän häviöiden sekä aikariippuvaisten hystereesi- ja pyörrevirtahäviöiden mallinnus moottorin suurissa yhtenäisissä rautaosissa tai laminoidussa sähköteräksessä [Ark10]. Tämän työn häviölaskennassa arvioidaan edellisistä vain hystereesi- ja pyörrevirtahäviöitä.

Häviölaskennan pohjaksi tarvittava sisäänmenoteho  $P_{sisään}$  lasketaan aika-askellustarkastelussa yhtälöstä

$$P_{sisään} = \sum_{i=1}^m u_i i_i , \quad (5.18)$$

missä  $u_i$  ja  $i_i$  ovat staattorijännitteen ja -virran hetkellisuureet, ja  $m$  on vaihejohtimien määrä. Vastaavasti ulostuloteho  $P_{ulos}$  saadaan laskettua synkronisen pyörimisnopeuden  $\omega_s$  avulla moottorin antamasta vääntömomentista  $T_r$  jokaisella aika-askeleella [Ark10]

$$P_{ulos} = T_r \omega_s . \quad (5.19)$$

Staattorissa syntyvät resistiiviset virtahäviöt  $P_{virta}$  saadaan tarkastelualueen jokaisessa pisteessä FEM-mallinnuksen ratkaiseman virrantiheyden vektorin  $J_i$  ja johtavuuden tilavuusintegraalin avulla yhtälöstä [Ark10]

$$P_{virta} = \iiint_V \frac{J_i^2}{\sigma} dV = \sum_{i=1}^m R_{s i} (i_i)^2 . \quad (5.20)$$

Staattorivirtahäviöt voidaan laskea myös staattorivirran hetkellisarvosta  $i_i$  ja staattoriresistanssin arvosta  $R_s$  jokaisella aika-askelluksen ajanhetkellä erikseen [Bar06]. FEM-mallinnus käsittelee ja laskee suoraan vain staattorin ja roottorin resistiiviset virtahäviöt. Pyörrevirta- ja hystereesihäviölaskenta suoritetaan jälkiprosessointilaskentana, eli se perustuu simulaation jo aiemmin ratkaisemiin magneettikenttäsuureisiin. Näin hystereesihäviöt  $P_{hyst}$  ja pyörrevirtahäviöt  $P_{pyör}$  ratkaistaan elementtikohtaisista magneettivuon tiheyksistä saatujen summien avulla yhtälöistä

$$P_{hyst} = \sum_{n=1}^N C_n^{hyst} f_n \int_V (B_n(x, y, z))^2 dV , \quad (5.21)$$

$$P_{pyör} = \sum_{n=1}^N \iiint_V \frac{(J_n(x, y, z))^2}{\sigma} dV , \quad (5.22)$$

missä  $\sigma$  on materiaalin johtavuus,  $C_n^{hyst}$  kuhunkin elementtiin  $n$  liittyvä materiaalin hystereesikäyttäytymistä kuvaava häviökerroin sekä  $f_n$  magneettikentän taajuus [Ark10]. Yhtälöissä esiintyvä  $B_n$  on magneettivuon tiheys ja  $J_n$  virrantiheys kussakin elementissä  $n$ , ja  $N$  tarkastelualueella laskettavien elementtien lukumäärä.

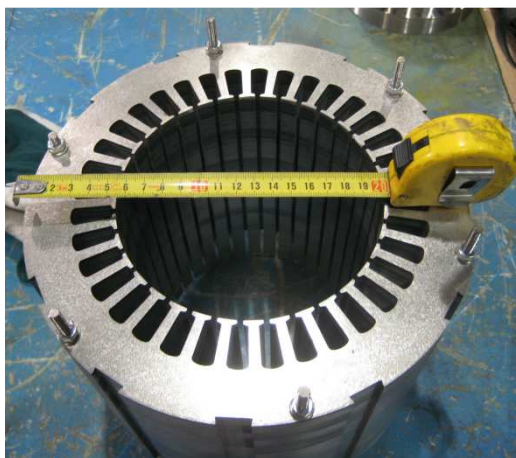
Kuten luvussa 2 todettiin, on hystereesikäyttäytymistä vaikea ennustaa sen mikroskooppisen tason ilmiöriippuvuuden takia. Kokeellisilla mittauksilla on osoitettu, että moottorin käyttötaajuuksilla hystereesihäviöt kasvavat koko taajuusalueella [Par00], jolloin niitä voidaan arvioida lineaarisina, ferromagneettisen materiaalin massa- ja tilavuus- suhteutettuina häviöinä. Koska prototyyppi-roottorin terästangot kokevat normaalissa toimintatilassa vain vähän vaihtelevan magneettivuon, ovat roottorin terästangoissa ilmenevät hystereesihäviöt vähäisiä, ja merkittävimmät hystereesihäviöt syntyvät staattoriraudassa.

## 6. SYNKRONISEN SUURNOPEUS- RELUKTANSSIMOOTTORIN PROTOTYYPPI

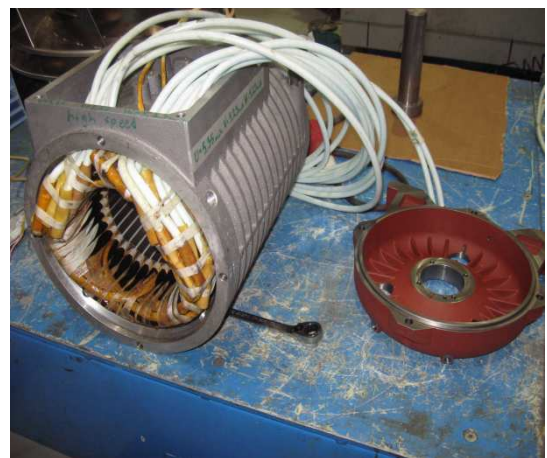
Vuoden 2010 aikana on ABB-Motors kehittänyt uudentyyppistä synkronista suurnopeuskäyttöön soveltuvaa reluktanssimootoria. Moottorista on valmistettu prototyyppi ABB-Motorsin tiloissa. Moottorissa on kokonaan uudenlainen reluktanssimoottorirakenne, joka on rakenteeltaan tarpeeksi kestävä suurien nopeuksien aiheuttamille keskipakoisvoimille. Roottoriosa on valmistettu uudentyyppisellä valutekniikalla. Prototyypissä yhdistyvät aiemmissa luvuissa esitellyt synkronisen reluktanssimoottorin teoria, ilmiöt ja käyttäytyminen sekä suurnopeusteknologian mukanaan tuomat edut ja haasteet.

### 6.1. Staattorirakenne ja käämitys

Prototyypimoottorin staattori on pakattu ohuista laminaateista. Laminaatit on puristettu yhtenäiseksi staattoripakaksi kuvan 6.1a mukaisesti ja kiinnitetty kuudella koko staattoripakan läpäisevällä ruuvilla. Staattorihampaat ovat puoliavoimet ja staattorin uraluku  $Q_s = 36$ . Staattoriurien leveys on 3 mm ja staattorin sisähalkaisija 150,2 mm. Staattori on puristettu erikseen tehtyyn kokeilurunkoon, jonka koko IEC-luokituksen mukaan on runkokokoa 160. Laakereina on käytetty suurnopeuksille suunniteltuja karalaakereita, ja prototyyppiä varten on tehty erilliset laakerikilvet, joista toinen näkyy kuvan 6.1b oikeassa reunassa. Lisäksi kuvassa näkyvät moottorin toinen käämipääty ja käämitysten ulostuonti kytkentäkotelosta moottorin päältä.



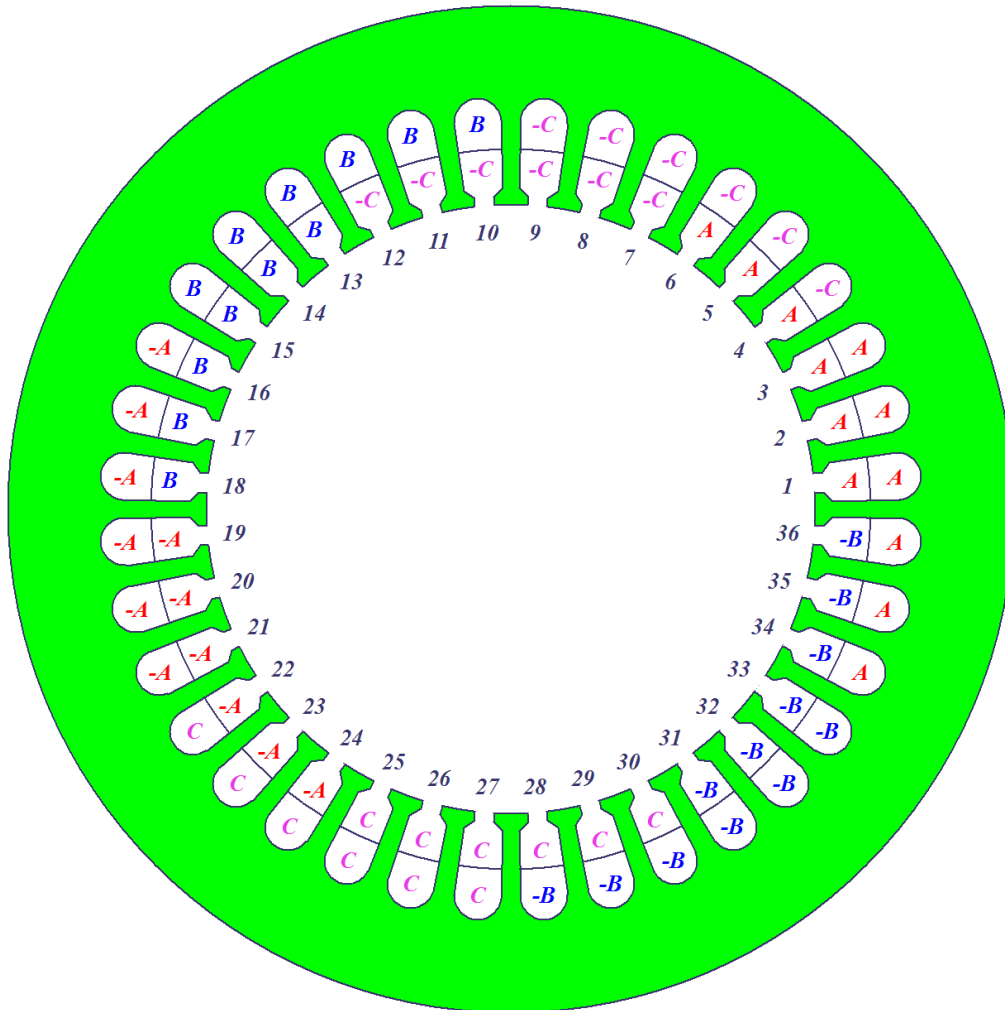
(a)



(b)

**Kuva 6.1.** Prototyypimoottorin staattoripakka, -urat ja -hampaat (kuva a) sekä staattoripakka runkoonpuristamisen ja käämityksen asentamisen jälkeen (kuva b).

Staattorikäämityksen rakenne on pääpiirteissään samanlainen kuin perinteisissä induktiomootoreissa. Käämitys on kolmivaiheinen, ja se on toteutettu kaksikerroskäämityksenä, jolloin jokaisessa staattoriurassa on kaksi vaihekäämityksen vyyhtiä päällekkäin. Käämityksessä on käytetty apuna askellyhennystä, joka on jänteistämismenetelmä, jossa vyyhden leveys  $\kappa$  saadaan pienemmäksi kuin napajako  $\tau_s$  siirtämällä normaalin kaksikerroskäämityksen ylempää käämikerrosta yhden tai useamman uravälin verran alemman käämityksen suhteen. Limittämällä päällekkäiset käämikerrokset kuvan 6.2 mukaisesti saadaan käämitykseen 5/6-jänteistys.

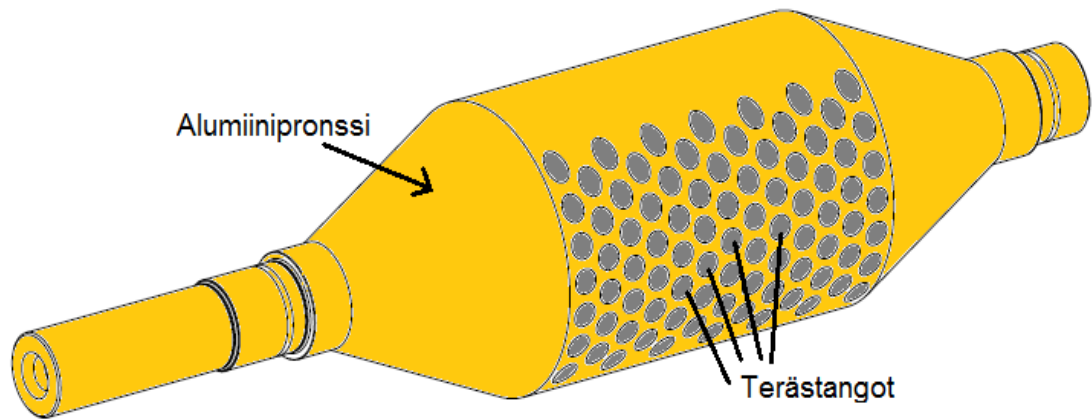


**Kuva 6.2.** Prototyypimootorin vaihejärjestys ja jänteistys staattoriurissa.

Staattoriuran leveys uran leveämmässä yläosassa on 11,02 mm ja kapeammassa alaosassa 8,5 mm. Staattoriurien syvyys on 23 mm ja staattorihampaat ovat 2 mm paksuja. Staattorin vakoluku  $q=6$  saadaan staattoriurien lukumäärästä jakamalla se kaksi kertaa napaparin määrän ja vaihemäärän tulolla. Staattoriurien ja napaparin luvun avulla saadaan myös moottorin napajako  $\tau_s = Q_s / 2p = 18$  ja urien välinen kulma:  $360 / pQ_s = 20$  astetta. Käämityksen vyyhtikerroin  $k_p = \sin(160^\circ / 2) = 0,98481$  ja ryhmäkerroin yhtälön 2.11 mukaisesti  $k_b = 0,95979$ . Ryhmä- ja vyyhtikertoimen tulona saadaan koko käämityksen käämityskerroin  $k_w = k_b k_p = 0,94521$ .

## 6.2. Roottorirakenne

Prototyypimoottorin roottorirakenne koostuu magneettisesti hyvin johtavista sähköterästangoista, joita ympäröi magneettisesti huomattavasti vähemmän johtava alumiinipronssi. Roottori on valmistettu uudentyyppisellä valutekniikalla. Roottori pystytään tekemään yhtenäiseksi kappaleeksi, jolloin se kestää suuriakin pyörimisnopeuksia. Terästangot on asetettu muottiin haluttuun hilarakennemuotoon. Tämän päälle on kaadettu sula alumiinipronssivalu. Valun jäähmetyttyä terästangot halkaisevat alumiinipronssivalun poikittaissuunnassa. Roottorimuoto on saatu sahaamalla terästangoista valun ylimenevä osuus ja sorvaamalla valukappaleesta muodoltaan sylinterimäinen. Roottorissa ei tarvita erillistä akselia, koska se saadaan samasta valusta sorvaamalla valun päät sopivan ohueen muotoon. Valmis kaksinapainen suurnopeusroottori on kuvan 6.3 mukainen.



**Kuva 6.3.** Prototyypin roottorirakenne ja terästankojen hilarakenne alumiinipronssissa.

Roottori on mekaaniselta rakenteeltaan varsin yksinkertainen. Roottorin massa on 53 kg ja säde 74,1 mm. Asennettaessa roottori staattorin sisään, jää ilmapälin pituudeksi staattorin ja roottorin välille 1 mm. Roottorin terästangot ovat kuvan 6.3 mukaisesti hilarakenteessa, jossa on roottoriakseliin nähden kohtisuoraan vuorotellen seitsemän ja kuuden tangon rivejä. Rivejä on 13, ja niissä on yhteensä 85 tankoa. Simulaatioissa käytetty roottorin hitausmassa  $J = 0,0364 \text{ kgm}^2$  on laskettu sylinterin muotoisen kappaleen hitausmassasta.

Tällä valutekniikalla kaksinapaisten roottoreiden valmistus on suhteellisen helppoa. Useampinapaisten roottoreiden valmistus kuitenkin vaatisi terästankojen taivutusta sopivaan kulmaan, mikä on teknisesti erittäin hankalaa. Valmistustekniikkaa ja roottorirakennetta pitää vielä kehittää. Roottorivalun tasoittumisen ja homogeenisen muotoutumisen täytyy onnistua kaikissa roottorin osissa tasaisesti, ettei valuun jää ilmakuplia tai lujousteknisiä heikkouksia. Simulaatiossa roottorivalun ja roottoripinnan oletetaan olevan täysin sileä sekä roottorin metalliseosten oletetaan olevan homogeenisia.

### 6.3. Materiaalit

Sähkömagneettisen FEM-mallinnuksen tarkkuus on äärimmäisen riippuvainen käytetyistä materiaaliparametreistä. Erityisesti materiaalien sähköistä ja magneettista käyttäytymistä kuvaavat suureet suhteellinen permeabiliteetti ja johtavuus ovat keskeisiä. Niiden avulla kenttäsuureista lasketaan moottorin varsinaiset suorituskäypäparametrit. Simulaatiossa käytettävät materiaalit ovat roottorin alumiinipronssi ja akseliteräs, ilmävälin ilma, käämityksen kupari sekä staattorirauta. Staattorirauta on laminoitu, ja sille käytetään täytekerrointa 0,95.

Staattorirauta ja roottorin akseliteräs ovat magneettikenttää hyvin johtavia ja ohjaavia ferromagneettisia materiaaleja. Suurin osa magneettivuosta kulkee näiden ferromagneettisten materiaalien muodostaman magneettiäiriin kautta. Lisäksi magneettiäiriin kuuluvat paramagneettinen ilmäväli ja alumiinipronssi, joissa magneettivuo etenee, mutta ferromagneettisiin materiaaleihin verrattuna selvästi heikommin. Käämityksen kupari puolestaan on diamagneettinen, eli se hylkii hieman ulkoista magneettikenttää.

Kuparin ja ilman materiaaliäparametrit ovat ohjelmassa valmiina. Muut materiaalit on luotu ohjelmaan itse ja niiden äparametrit saatu kirjallisuudesta sekä ABB:n materiaalitietokannoista. Simuloinneissa käytetyt materiaalit ja niiden äparametrit on koottu taulukkoon 6.1.

**Taulukko 6.1.** Simuloinneissa käytetyt materiaalit ja niiden äparametrit.

	Alumiinipronssi	Akseliteräs	Ilma	Kupari	Staattorirauta
Suhteellinen permeabiliteetti $\mu_r$	2,0	Epälin. BH-käyrä	1,0000004	0,9999991	Epälin. BH-käyrä
Magneettinen käyttäytyminen	Paramagneettinen	Ferromagneettinen	Paramagneettinen	Diamagneettinen	Ferromagneettinen
Johtavuus $\sigma$ [S/m]	$5,2 \cdot 10^6$	$4,33 \cdot 10^6$	0	$58 \cdot 10^6$	$10 \cdot 10^6$
Tiheys $\rho$ [kg / m <sup>3</sup> ]	8100	7872	1,161	8933	7600

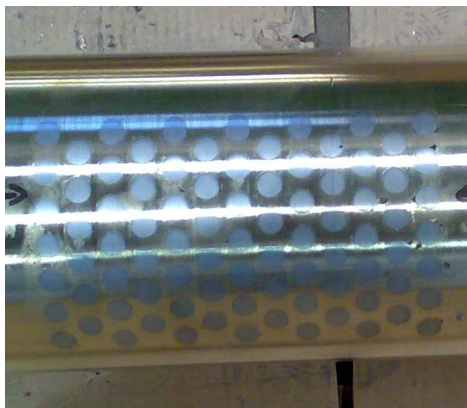
Ferromagneettisten materiaalien suhteellista permeabiliteettiä on kuvattu ohjelmaan erikseen syötetyillä BH-käyrillä. Ne on haettu ABB:n käyttämän FCSMEK-ohjelmiston materiaalitietokannasta (liitteet 1 ja 2). Alumiinipronssi koostuu pääosin kuparista (n. 94,6 %) sekä alumiinista (n. 5%) ja mangaanista (0,4%). Alumiini ja mangaani lujittavat metalliseosta, ja kuparipohjaisia metalliseoksia verrattaessa alumiinipronssilla onkin hyvin suuri vetolujuus ja mekaaninen kestävyys. Alumiinipronssin johtavuus on noin kymmenen kertaa pienempi kuin puhtaan kuparin, ja se on saatu PrizzTechin tekemistä mittauksista [Tuo10]. Myös alumiinipronssin suhteellinen permeabiliteetti on määritetty tarkasti PrizzTechin tekemillä erillisillä mittauksilla.



## 6.4. Sähköinen käyttäytyminen

Prototyypimoottorissa ei ole erillistä häkkikäämitystä, mutta sähköä johtavalla roottorirakenteella on häkkikäämitysmäisiä piirteitä. Roottori toimii tavallaan hybridimoottorina: Normaalissa synkronisessa toimintatilassa se toimii reluktanssivääntömomentin avulla, mutta muutostilanteissa johtava roottori toimii vaimennuskäämityksen tavoin, jolloin roottoriin indusoituvat pyörrevirrat pyrkivät vastustamaan roottorin nopeudenmuutostilanteita. Näin käy esimerkiksi syöttöjännitteen katketessa, jolloin roottoriin generoituvat pyörrevirrat pyrkivät hetkellisesti pitämään roottorin tahtinopeudessa. Myös moottorin käynnistyminen tapahtuu roottoriin indusoituvien pyörrevirtojen avulla, jolloin käynnistymiseen ja moottorin ohjaamiseen ei tarvita asentosenioriohjausta toisin kuin perinteisissä avonapaisissa reluktanssimootoreissa.

Alumiinipronssiin upotetut terästangot muodostavat kuvan 6.4a mukaisen hilarakenteen eli magneettisesti hyvin johtavan väylän roottorissa. Kun staattorin vaihejohtimien kautta kulkeva virta synnyttää ilmapäliin pyörivän vuontiheysaallon ja magneettikentän, kiertää magneettikenttä roottorissa näiden terästankojen kautta. Tällöin roottori seuraa synkronista vuontiheysaalloa ja tahdistuu vuontiheysaallon pyörimisnopeuteen. Kuvassa 6.4b on prototyypimoottori kokonaisuudessaan, kun roottori on asetettu laakereilleen ja paikalleen staattorin sisään.



(a)



(b)

**Kuva 6.4.** Prototyypiroottorin terästankojen hilarakenne alumiinipronssissa (kuva a) ja valmis prototyypimoottori testauspenkkissä (kuva b).

Roottorin akselitappi näkyy kuvassa 6.4b oikealla ympyröitynä. Lisäjäähdystarpeen varalle staattorirungon sisällä kiertää ohut, erillinen reitti jäähdytysvedelle, jonka sisäänmenoaukko on merkitty kuvaan. Jäähdytysveden ulostuloaukko on moottorin N-päädyssä staattorirungon toisella puolella.

Prototyypiroottorissa pyörrevirtahäviöitä ilmenee roottorinopeuden muutostilanteissa ja normaalissa toimintatilassa harmonisten yliaaltojen aiheuttamana. Nopeuden muutostilanteet kuuluvat moottorin normaaliin toimintaan ja ovat usein hyvin lyhytaikaisia, jolloin myös näissä tapahtuvat pyörrevirtahäviöt ovat vähäisiä ja

välittömiä, eikä niiden estäminen tai vähentäminen ole järkevää tai relevanttia. Koska normaalissa toimintatilassa prototyypiroottori pyörii synkronisesti ilmapälissä vaikuttavan magneettivuoallon kanssa, sisältää roottorin sisällä vaikuttava magneettivuo DC-komponentin ja edestakaisin sykkivän, pääosin staattorihammastuksesta syntyvän yliaaltokomponentin. Tämä synnyttää pyörrevirtoja terästankojen päädyissä sekä alumiinipronssissa roottoripinnalla.

Suuritaajuisten yliaaltokomponenttien tunkeutumisvyvyys johtavalla roottoripinnalla on pieni. Tällöin niiden aiheuttamien pyörrevirtahäviöiden tarkastelun kannalta mielenkiintoiset ilmiöt tapahtuvat roottorin aivan ohuessa pintakerroksessa. Pyörrevirtailmiöiden havaitsemiseksi täytyy FEM-laskennassa roottorin pintaan tehdä varsin tiheä elementtiverkko, jonka riittävää paksuutta voidaan arvioida tunkeutumisvyvyyden avulla. Roottorin kiertäessä suurella nopeudella staattorin sisällä, syntyvät vääntömomenttirippelin pääasialliset komponentit staattorihammastuksen aiheuttamista ilmapälipituuden muutoksista moottorin ilmapälissä. Terässauvojen BH-käyrältä voidaan määrittää sauvojen suhteellinen permeabiliteetti lineaarisella toiminta-alueella  $\mu_r = 1641$ . Tällöin staattorihammastuksesta aiheutuvan 12 kHz harmonisen yliaaltokomponentin tunkeutumisvyvydet roottorin materiaaleissa ovat

$$\delta_{\text{alumiinipronssi}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi \cdot 12000 \cdot (5,2 \cdot 10^6) \cdot 1,256637 \cdot 10^{-6} \cdot 2}} \approx 1,4247 \text{ mm},$$

$$\delta_{\text{terässauvat}} = \sqrt{\frac{2}{2\pi \cdot 12000 \cdot (4,33 \cdot 10^6) \cdot 1,256637 \cdot 10^{-6} \cdot 1641}} \approx 0,0545 \text{ mm},$$

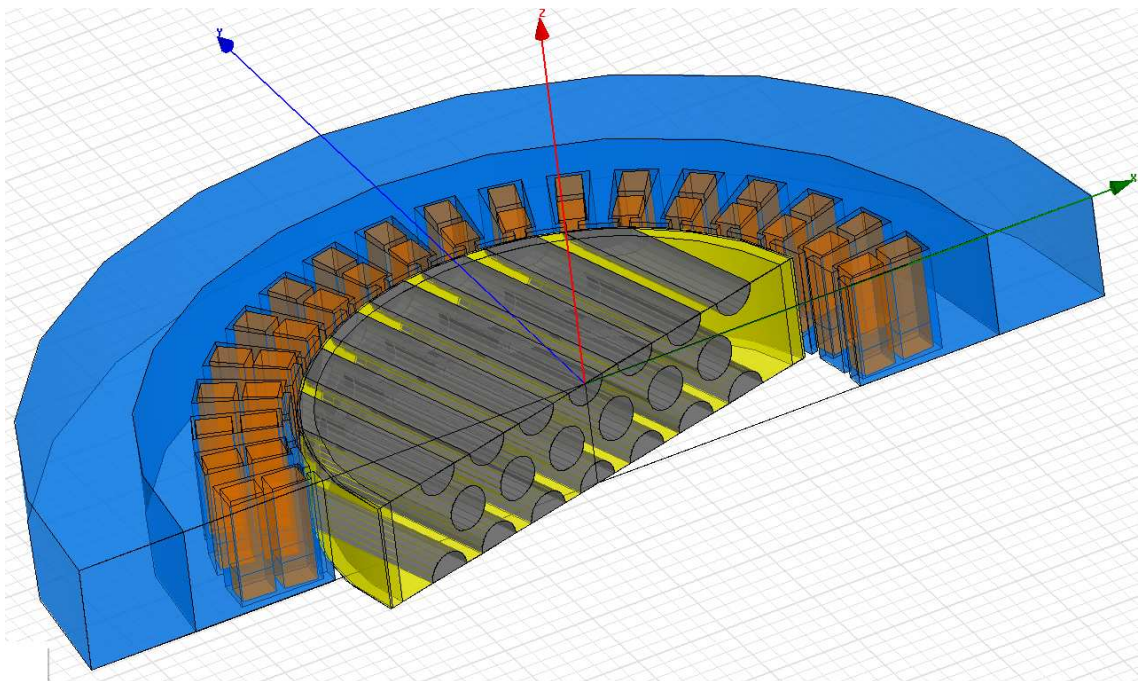
kun roottorin terästankojen sisällä kulkeva magneettivuontiheys ei ylitä noin 1,1 Teslan arvoa ja etene saturaatioalueelle. Saturaatiotilanteessa teräsmateriaalin suhteellinen permeabiliteetti laskee nopeasti, jolloin tunkeutumisvyvyyden lausekkeen mukaisesti yliaaltojen tunkeutumisvyvyys roottorimateriaalissa kasvaa huomattavasti. Jokaisella tunkeutumisvyvyyden matkalla vaihtovuo vaimenee  $1/e$  -osaan pinnan arvosta eli noin 63%. Käyttämällä roottoripinnalla noin neljän tunkeutumisvyvyyden paksuista elementtikerrosta saadaan tehtyä tarpeeksi tarkka verkotus pyörrevirtojen havaitsemiseksi roottoripinnalla.

## 6.5. Simulaatiomallien rakentaminen

Prototyypimoottorille tehdään FEM-malli, jolla on tarkoituksena mallintaa prototyypimoottorin tuottamaa vääntömomenttia, vääntömomenttirippeliä, ilmapälipituuden vaikutusta moottorin suorituskykyyn, sekä roottorissa tapahtuvia pyörrevirtahäviöitä. Vaikka prototyypiroottorin rakenne on geometrisesti yksinkertainen ja siinä etenevän magneettikentän mallintaminen varsin suoraviivaista,

on roottorin sähkömagneettinen mallintaminen haastavaa erityisesti häviöiden osalta. Koska tarkasteltavien pyörrevirtojen sähköpiiri ja moottorin lävistävä magneettipiiri ovat kiinteässä roottorirakenteessa samassa väliaineessa, on kolmiulotteinen FEM-mallinnus soveltuvin työkalu mallinnukseen ja moottorin parametrien ratkaisemiseen.

Moottorigeometria saadaan jaettua periodisilla reunaehdoilla, jolloin tarkasteluun riittää moottorin puolikaasta lohkaistu kuvan 6.5. mukainen siivu. Kuvassa keltainen alue on roottorin alumiinipronssiosuus, jonka tummanharmaat akseliterässauvat lävistävät. Käämityksen vaihejohtimet on merkattu oranssilla ja staattori vaalean sinisellä. Reunaehtojen ja symmetrioiden käytön jälkeen prototyyppiä voidaan mallintaa tällä 1/12-osamallilla, jonka tulokset kerrotaan symmetriakertoimella 12 koko roottorin alueen tulosten saamiseksi.

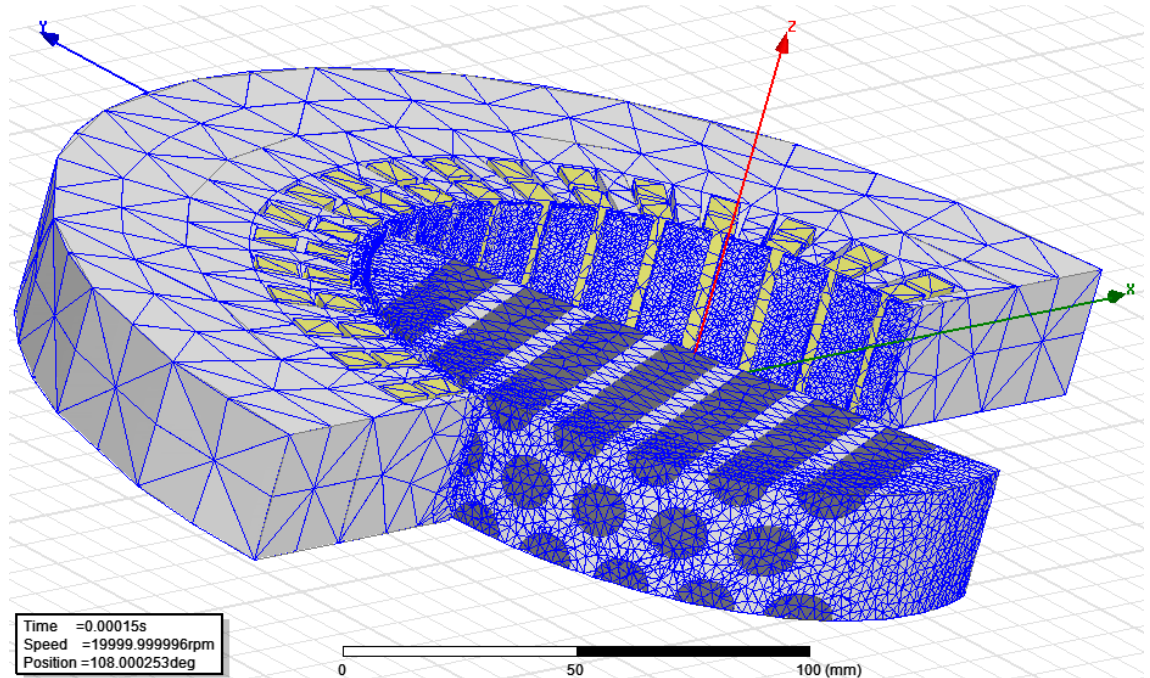


**Kuva 6.5.** Simulaatioissa käytetty malligeometria prototyyppi-roottorille.

Lisäksi on huomioitava, että käytettäessä tätä simulaatiomallia jää roottorin molemmista päädyistä puuttumaan puolet viimeisten rivien tangoista, mikä hieman pienentää roottorin tuottamaa vääntömomenttia simulaatiotuloksissa. Myöskään roottorin ja staattorin päätyilmiöitä ei tällä mallilla ja tämän työn puitteissa tarkastella. Tätä perusgeometriaa käytetään kaikissa simulaatioissa.

Jotta malli tuottaisi tarkkoja tuloksia on geometrian verkotusta ohjattava käsin. Verkotus ei saa sisältää liikaa teräviä kulmia ja vierekkäisten verkotusten välillä ei saa olla liikaa eroa verkotustiheydessä. Simulaatiomallille tehdään erilaisia verkotuksia, riippuen kuinka tarkkaan mallinnettavia ilmiöitä tarkatellaan. Sähkömagneettisessa FEM-mallinnuksessa erityisesti pyörrevirtahäviöiden havainnointi vaatii erittäin tiheää elementtiverkkoa. Koska simulaatio sisältää liikkuvan roottorikappaleen, joudutaan sille tekemään vakioverkotus, joka ei muutu simulaation aikana. Näin aika-

askellustarkastelun eri askelten keskinäinen vertailu on mahdollista. Tämän vuoksi verkotusta tarkentavaa ja parantavaa uudelleenverkotusta ei voida tehdä simuloinnin aikana. Sähkömagneettista häviötarkastelua varten tehty roottoripinnan tarkka ja tiheä verkotus näkyy kuvassa 6.6. Verkotus on tiheimmillään moottorin ilmapälissä ja terästankojen pinnalla ja vastaavasti staattorin ulkokehällä ja roottorin sisäosissa harvempi elementtien säästämisen ja laskenta-ajan optimoinnin takia.



**Kuva 6.6.** 1/12-osamallin verkotus tarkasteltaessa pyörrevirtahäviöitä roottoripinnan ohuessa kerroksessa.

Moottorin käyttäytymisen mallintamiseen on käytetty kolmea keskenään vertailukelpoista mallia. Nämä ovat paikallaan oleva magnetostaattinen malli, peräkkäisten magnetostaattisten tilanteiden kuvaamiseen käytetty DC-malli sekä varsinaiseen moottorin jatkuvan toimintatilan tarkasteluun sovellettu AC-malli. Kaikki mallit ovat saman 1/12-osamallin mukaisia. Laskenta-ajan säästämiseksi suurimmat mallinnuksessa tehdyt kompromissit ovat jo edellä mainitut staattorikäämityksen päätyilmiöiden huomiotta jättäminen sekä roottorin siivutus, jossa roottorin tankorivien viimeisistä riveistä jää puolet puuttumaan. Tämän puuttuvan tankopinta-alan virheen vuoksi roottorin läpäisevä vuo ja sen tuottama vääntömomentti ovat hieman pienempiä. Laskenta-ajan lyhentämiseksi ja verkotuksen helpottamiseksi mallissa ei ole huomioitu staattoriurien reunojen pyöristyiä ja roottorin terästankoja on mallinnettu lieriöiden sijaan 20-kulmaisilla särmiöillä. Erityisesti jälkimmäinen yksinkertaistus tasoittaa roottoripinnalle tehtävää verkotusta huomattavasti ja parantaa näin ratkaisun tarkkuutta. Näiden lisäksi simulaatioajan lyhentämiseksi simulaatiot suoritetaan virtahäätteiden avulla jännitehäätteiden sijaan. Tällöin simulaatiolle määritellään suoraan

vaihejohtimissa kulkeva virta matemaattisessa yhtälömuodossa eikä simulaatioaikaa käytetä virran määrittämiseen vaihejohtimissa jännitteen ja materiaalin resitiivisyyden avulla jokaisella aika-askeleella erikseen.

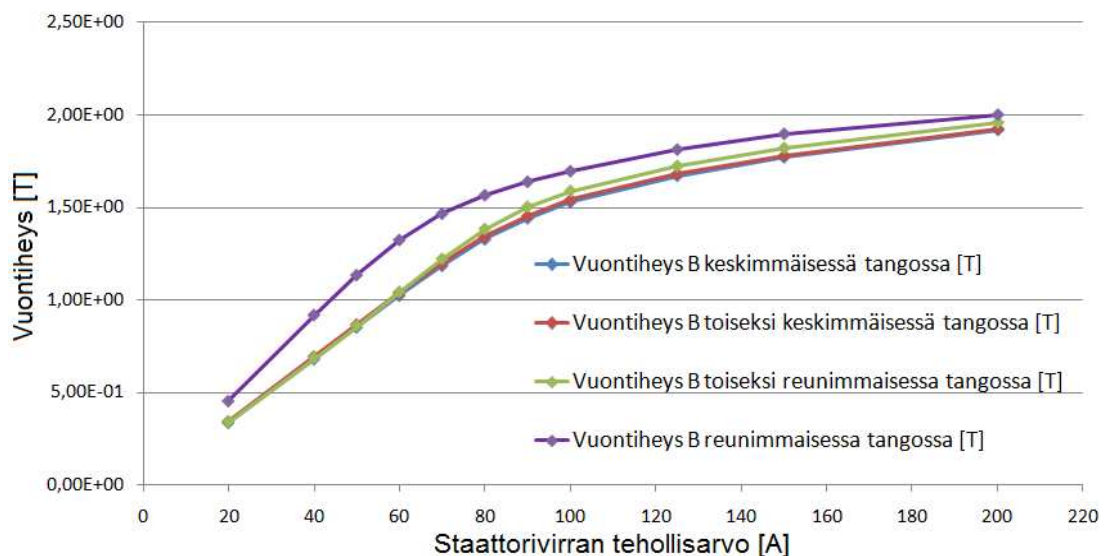


## 7. SIMULAATIOTULOKSET

Edellä esitetyillä simulaatiomalleilla kuvataan ensin yleisesti prototyyppimoottorin toimintaa. Tällöin haetaan käsitystä moottorin toiminta-alueesta sekä tehokulman ja vääntömomentin käyttäytymisestä. Tämän jälkeen käsitellään alumiinipronssin magneettisten ominaisuuksien sekä ilmapälipituuden vaikutuksia moottorin pyörrevirtahäviöihin ja vääntömomenttiin. Lopuksi mallinnetaan erilaisia roottorin terässauvarakenteita moottorin suorituskyvyn kannalta nykyistä edullisempia vaihtoehtoja etsien.

### 7.1. Prototyyppimoottorin yleinen käyttäytyminen

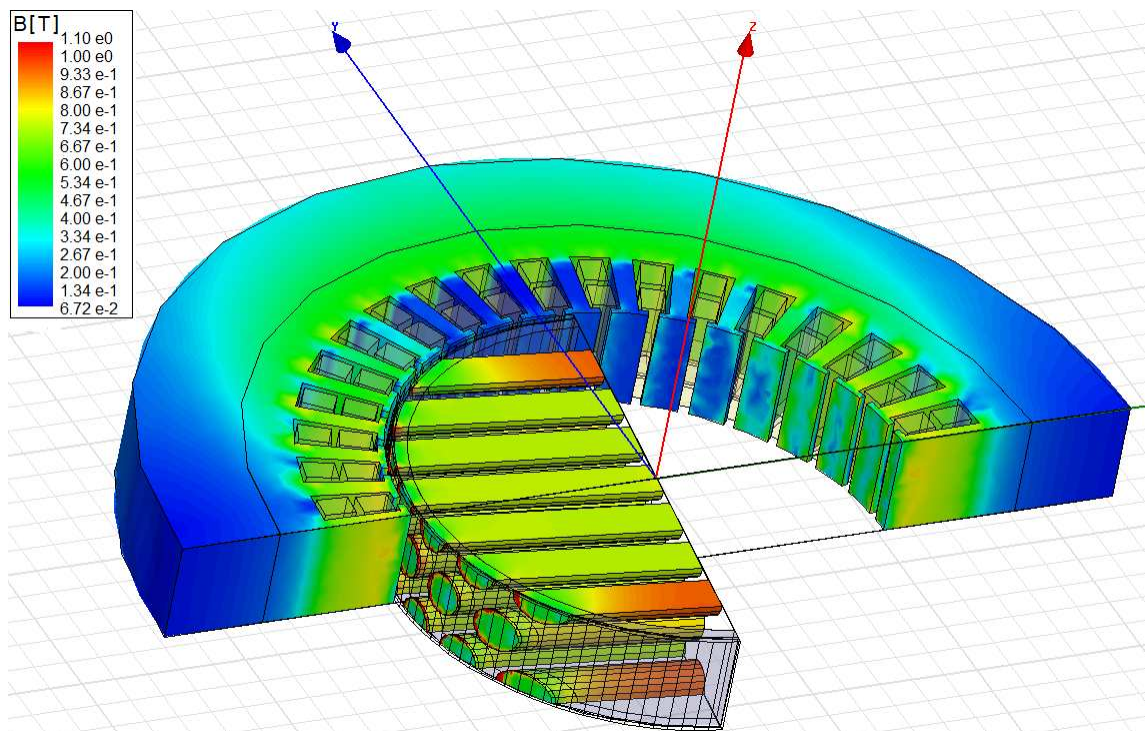
Ensimmäisissä simulaatioissa mallinnettiin prototyyppimoottorin yleistä käyttäytymistä magnetostaattisella mallilla. Tällöin tarkasteltiin yhtä kiinteää ajanhetkeä, jolloin vaihejohtimien vaihtovirran C-vaiheen hetkellisarvo oli huippuarvossaan, ja A- ja B-vaiheiden hetkellisarvot olivat -0,5 kertaa vaihtovirran huippuarvo. Roottori asetettiin staattisiin asentoihin, joissa roottorin terästangot olivat samansuuntaisesti vaihtovirtojen synnyttämän magneettikentän kanssa tai kohtisuoraan sitä vastaan. Näissä asennoissa tarkasteltiin magneettivuon etenemistä roottorissa ja jakautumista tankojen ja alumiinipronssin välille eri suuruksilla staattorivirran tehollisarvoilla. Tarkasteltaessa vuontiheyden jakaumaa terästankojen välillä havaitaan kuvan 7.1 mukainen trendi.



**Kuva 7.1.** Magneettivuontiheyden käyttäytyminen roottorin terästangoissa staattorivirran tehollisarvon funktiona.

Teräksen BH-käyrän mukaisesti magneettivuon tiheyden kasvu roottorin terästangoissa on varsin lineaarista pienillä staattorivirran tehollisarvoilla aina 1,1 T:aan asti. Tämän jälkeen vuontiheyden kasvu alkaa hidastua ja saturaotua huomattavasti sen ylittäessä n. 1,5 T:n arvon. Kun staattorivirran tehollisarvoa kasvatetaan, alkaa magneettivuon saturaotumista tapahtumaan ensin reunimmaisissa terästangoissa, ja staattorivirran tehollisarvon edelleen kasvaessa myös keskimmaisissa terästangoissa. Reunimmaisten tankojen magneettivuontiheys ylittää vahvan saturaatiokäyttäytymisen 1,5 T:n rajan noin 70 A:n tehollisvirralla, ja keskimmaisen tangon vasta noin 90 A:n tehollisvirralla.

Suurin vuontiheys esiintyy reunimmaisissa terästangoissa. Vuontiheyksien ero reunimmaisten ja keskimmaisen tangon välillä on noin 0,2 T. Tämä ero johtuu siitä, että magneettivuo näkee kaarevalla roottoripinnalla reunimmaisten tankojen päätyjen poikkipinta-alan suurempana kuin keskimmaisten tankojen. Tällöin reumatankoihin ohjautuu enemmän magneettivuota kuin keskimmaisiin tankoihin. Tämä näkyy selvästi myös kuvassa 7.2. Vuontiheys on suurempi reunimmaisissa tangoissa (oranssi alue) verrattuna keskellä oleviin terästankoihin (keltainen alue).

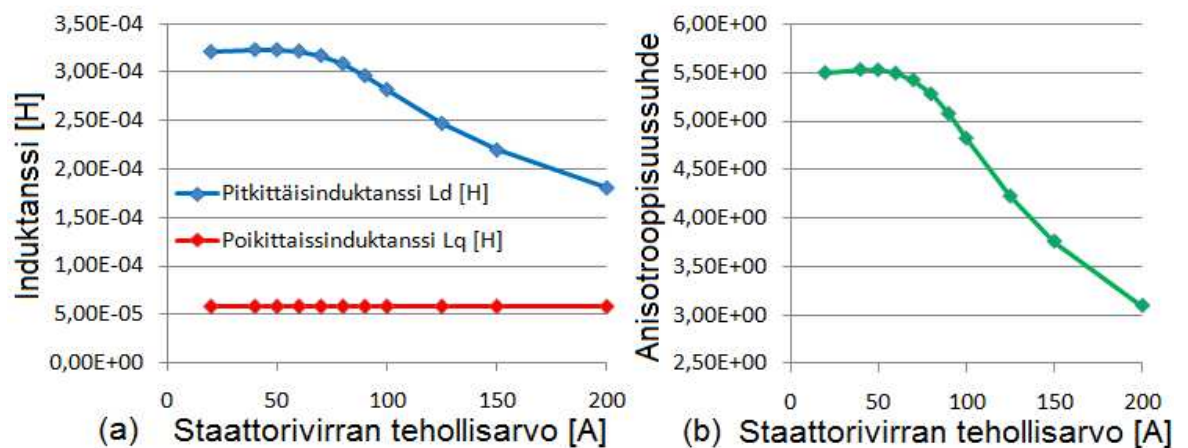


**Kuva 7.2.** Magneettivuontiheys staattorivirran tehollisarvolla 70 A.

Magneettivuo tunkeutuu roottoripinnalla myös alumiinipronssiin, jossa vuontiheys kasvaa lineaarisesti virran tehollisarvon funktiona. Roottoripinnalla tankojen vuontiheys on hieman pienempi (vihreä alue) kuin tankojen sisäosissa. Kuitenkin suurin magneettivuontiheys on terästankojen reunamilla, joissa saturaotuminen on vahvaa magneettivuon pyrkiessä myös roottoripinnan alumiinipronssin kautta magneettisesti

paremmin johtavaan teräkseen. Tämä näkyy kuvassa 7.2 paikallisina punaisina alueina terästankojen päädyissä.

Käyttämällä magnetostaattista 1/12-osamallia pystytään laskemaan myös roottorin pitkittäis- ja poikittaissuunnassa läpäisevä magneettivuo, ja saadaan määritettyä moottorin pitkittäis- ja poikittaisinduktanssien käyttäytyminen virran funktiona kuvan 7.3a mukaisesti. Induktanssit käyttäytyvät odotetunlaisesti eli teoriaosan luvun 3.2.2 mukaisesti. Pitkittäissuuntaan etenevä vuo satureituu vähitellen roottorin terästankojen magneettivuontiheyden kasvaessa ja ylittäessä 1,1 T:n saturaatorajan. Tämän rajan jälkeen satureituminen pienentää pitkittäisinduktanssia oleellisesti virran tehollisarvon kasvaessa. Sitävastoin roottorin läpäisevä poikittaisinduktanssi ei muutu, vaikka virran tehollisarvoa lisätään. Poikittaisinduktanssi pysyy vakiona, koska roottoritankojen asento on poikittain magneetikentän suuntaa vasten, jolloin poikittaisvuo etenee pääosin vain lineaarisessa alumiinipronssissa. Induktansseista määritetty anisotrooppisuussuhde käyttäytyy tämän vuoksi kuvan 7.3b mukaisesti.



**Kuva 7.3.** Pitkittäis- ja poikittaisinduktanssien käyttäytyminen (a) ja anisotrooppisuussuhteen muutos (b) staattorivirran funktiona.

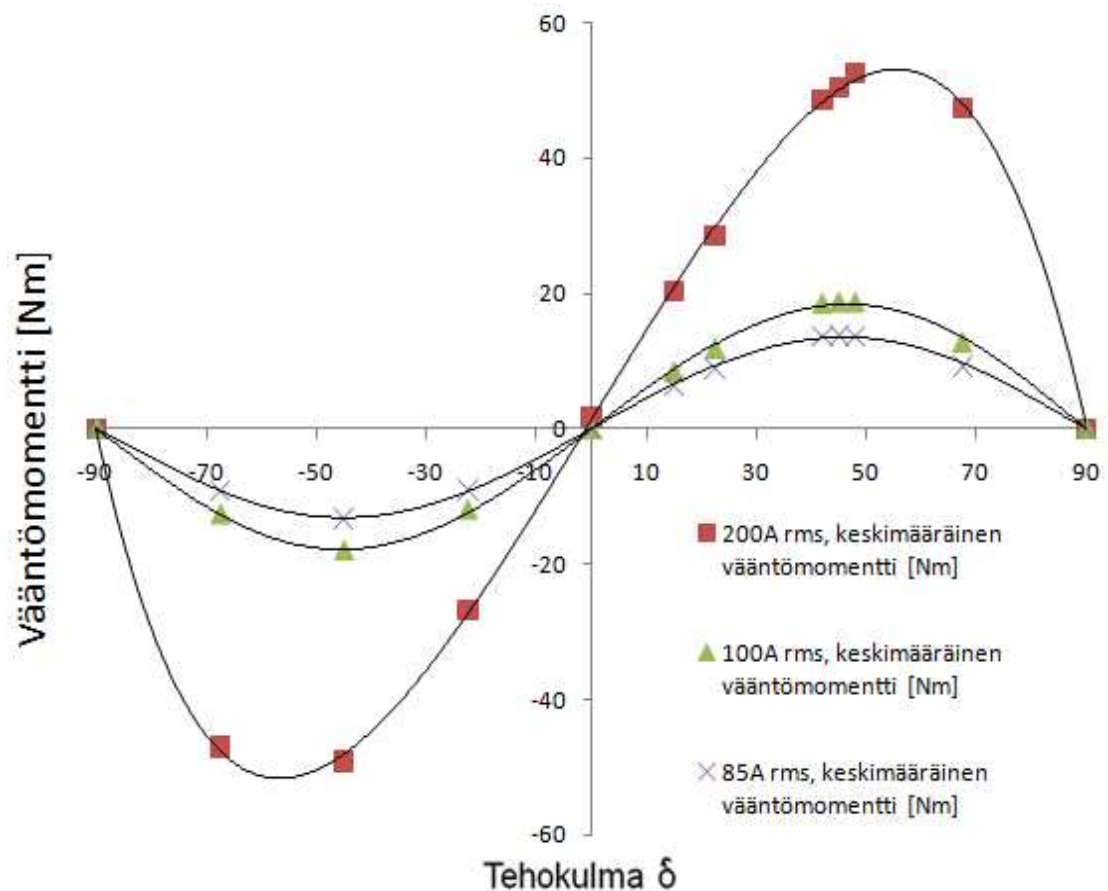
Simulointien perusteella anisotrooppisuussuhteen ja moottorin käytön kannalta parhaat toimintapisteen ovat lineaarisella toiminta-alueella alle 80 A tehollisarvoilla. Tällöin roottorirakenteen anisotrooppisuussuhde on noin 5,5. Staattorivirran tehollisarvon kasvaessa anisotrooppisuussuhde kuitenkin pienenee, koska pitkittäisinduktanssin kasvu hidastuu saturaatioilmiön takia. Lineaarisella toiminta-alueella roottoriin saadaan suurempi pitkittäissuuntainen magneettivuo pienemmällä staattorivirralla kuin epälineaarisella toiminta-alueella. Näin lineaarisella toiminta-alueella saadaan aikaan suurempi vääntömomentti pienemmällä virralla ja staattorivirtahäviöillä kuin epälineaarisella toiminta-alueella.

Simuloinnin tulosten perusteella kannattaisi kokeilla terästankojen paksuuden kasvattamista, jolloin pitkittäissuuntaisen vuon etenemistä voidaan parantaa. Tällöin magneettivuontiheyden satureitumista voitaisiin siirtää virta-alueelle 80–120 A ja moottorin tuottamaa vääntömomenttia kasvattaa. Terästankojen paksuuden



kasvattamisesta pitkittäisvuon etenemissuunnassa voi seurata hajavuon lisääntymistä roottorin tankojen välillä tai roottoritankojen ja alumiinipronssin välillä. Teräsmateriaalin paksuuden kasvattamisen rajoitteena on toisaalta roottorirakenteen eheys. Mitä paksumpia roottorin terästangot ovat sitä vaikeampaa on onnistuneen valun tekeminen. Terästankojen paksuuden vaikutusta moottorin suorituskykyyn tutkitaan erikseen vielä luvussa 7.4.

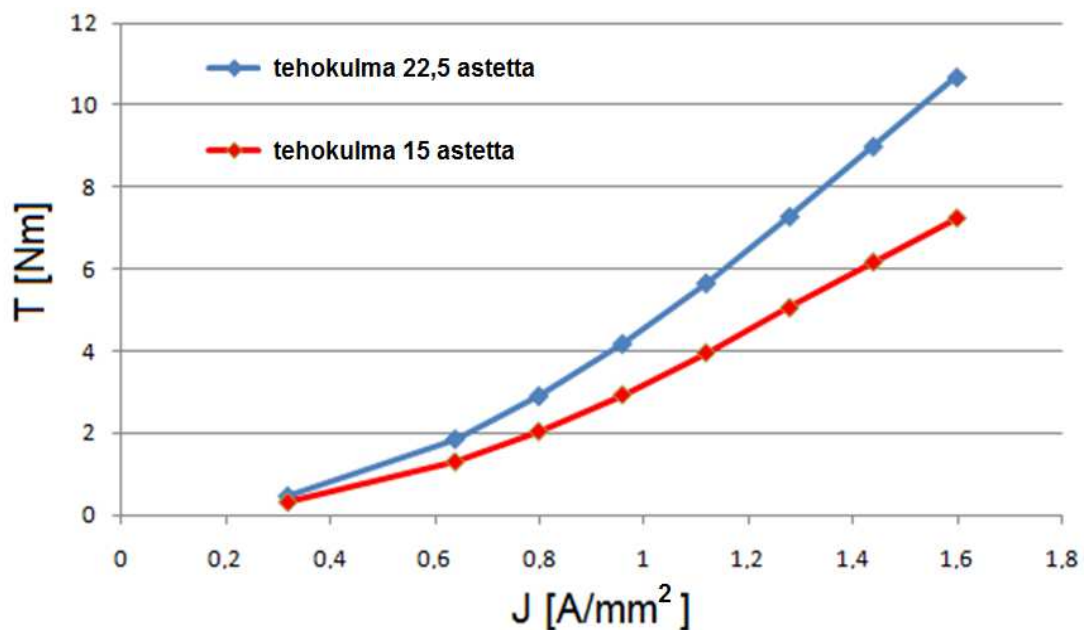
Seuraavaksi tarkasteltiin moottorin tuottaman vääntömomentin käyttäytymistä eri tehokulman arvoilla. Simuloinnit suoritettiin sekä DC- että AC-mallilla, joissa molemmissa tarkasteltiin moottorin vääntömomenttia. Samalla etsittiin reluktanssimoottorin käyttöaluetta, jossa virran ja roottoriasennon välinen tehokulma on 0-45 astetta, ja reluktanssikone toimii moottorina. DC-simulaatiossa roottoria kierrettiin hitaasti akselinsa ympäri yhden kierroksen verran, ja vääntömomenttia tarkasteltiin roottorin eri asennoissa paikallaan olevaan magneettikenttään nähden. AC-simulaatiossa roottoria pyöritettiin synkronisella tahtinopeudella (20.000 rpm), ja tarkasteltiin alkutransientin jälkeen tasaantunutta vääntömomentin keskiarvoa. Simulaatioita toistettiin eri suuruisilla staattorivirran tehollisarvoilla. AC-simulaatioissa vääntömomentti käyttäytyi tehokulman funktiona kuvan 7.4 mukaisesti. DC-simulaatiot tuottivat samanmuotoiset vääntömomenttikäyrät.



**Kuva 7.4.** Vääntömomentti tehokulman funktiona AC-simulaatioissa, moottoritoimintaalue tehokulman positiivilla arvoilla välillä 0-45 astetta.

Pienillä, alle 100 A, staattorivirran tehollisarvoilla vääntömomentin käyrämuoto on odotetunlainen, sinimuotoinen reluktanssivääntömomenttikäyrä. Suurilla, yli 100 A, tehollisarvoilla vääntömomentissa havaitaan käyttäytyminen, jossa virran tehollisarvon kasvaessa käyrien huippu siirtyy tehokulman suuremmille arvoille, ja vääntömomenttikäyrä taipuu sinimuotoisesta muodostaan. Tämä johtuu moottorin joutumisesta epälineaariselle toiminta-alueelle, jossa roottorin terästangot ovat saturoituneet, ja moottorin toimintaan vaikuttavat epälineaarisuuden monimutkaiset sähkömagneettiset ilmiöt. Reluktanssimoottoreiden paras, stabiili käyttöalue häviöiden, hyötysuhteen ja vääntömomentin osalta on toimintapisteissä, joissa moottori toimii 22,5 asteen tehokulman alapuolella. Tällöin reluktanssimoottorin sinimuotoisen vääntömomenttikäyrän mukaisesti moottorista käytännössä saatava vääntömomentti on enintään noin 0,707 kertaa vääntömomentin maksimiarvo. Prototyypimoottorin vääntömomentti ja vääntömomenttirippeli ovat kiinnostavia moottorin lineaarisella käyttöalueella, ja jatkossa niitä tarkastellaan tehokulman arvoilla 22,5 ja 15 astetta.

Simuloitaessa vääntömomenttia staattorivirran eri tehollisarvoilla 22,5 ja 15 asteen tehokulmilla havaitaan vääntömomentin kasvavan kuvan 7.5 mukaisesti staattorivirtaa lisättäessä koko lineaarisella tarkastelualueella, kun staattorivirran tehollisarvo on alle 85 A. Se vastaa staattorikäämien virrantiheyttä  $1,35 \text{ A/mm}^2$ .

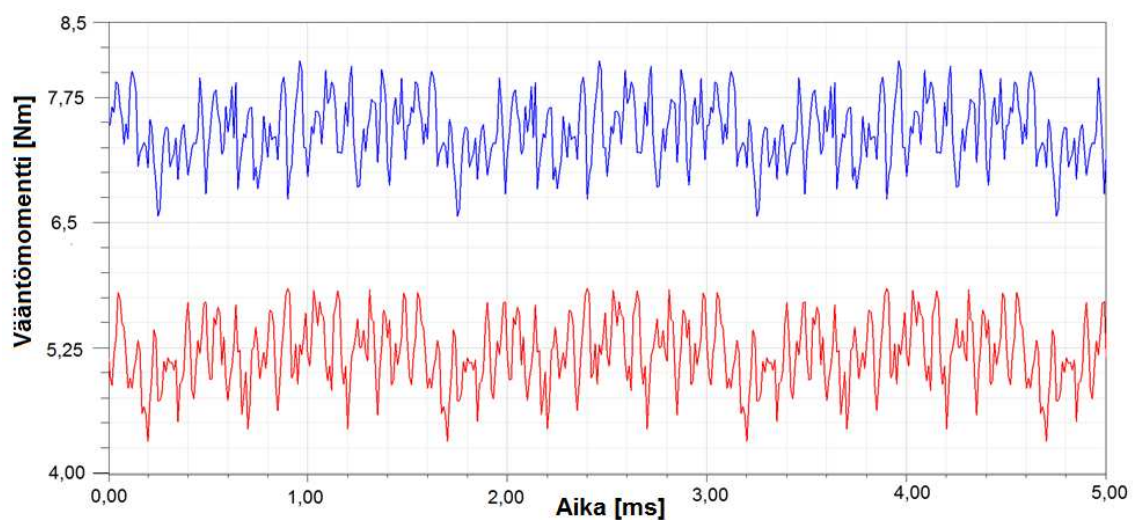


**Kuva 7.5.** Vääntömomentin tuotto virrantiheyden funktiona tehokulmilla 22,5 ja 15 astetta.

Moottorin antamaa vääntömomenttia voidaan arvioida käyrien kattamalla toiminta-alueella staattorikäämityksen virrantiheyden eri arvoilla. Kun virrantiheyttä kasvatetaan terästankojen saturaatorajan yläpuolelle ( $>1,6 \text{ A/mm}^2$ ), pitäisi vääntömomentin kasvun hidastua moottorin lineaarisen toiminta-alueen vääntömomenttikäyriin nähden. Kuitenkaan simulaatioissa ei havaittu merkittävää hidastumista, vaikka

staattorijohtimien virrantiheyttä ja virran tehollisarvoa kasvatettiin merkittävästi. Saturaatorajan yläpuolella olevat toimintapisteet ovat kuitenkin moottorin käytännöllisen käyttöalueen ulkopuolella, eikä niitä tässä työssä ole enempää tutkittu.

Synkronisen reluktanssimoottorin tehokulma on kuormituksesta riippuvainen, ja käytännössä moottoria käytetään tehokulman arvoilla 0-22,5 astetta. Tällöin reluktanssimoottorin kippimomenttipisteeseen jää tarpeeksi marginaalia, ja moottori toimii parhaalla toiminta-alueellaan. Yksittäisessä toimintapisteessä vääntömomentti vaihtelee hetkittäin ja sisältää reluktanssimoottorille tyypillistä epätasaisuutta, rippeliä. Tarkasteltaessa prototyyppimoottoria tehokulman arvoilla 15 ja 22,5 astetta, käyttäytyi vääntömomentti kuvan 7.6 mukaisesti 5 ms ajanjaksolla simulaation aika-askeleen ollessa 10  $\mu$ s.



**Kuva 7.6.** Vääntömomentti tehokulmilla 22,5 (sininen) ja 15 (punainen) astetta staattorivirran tehollisarvolla 80 A (n. 1,3 A/mm<sup>2</sup>).

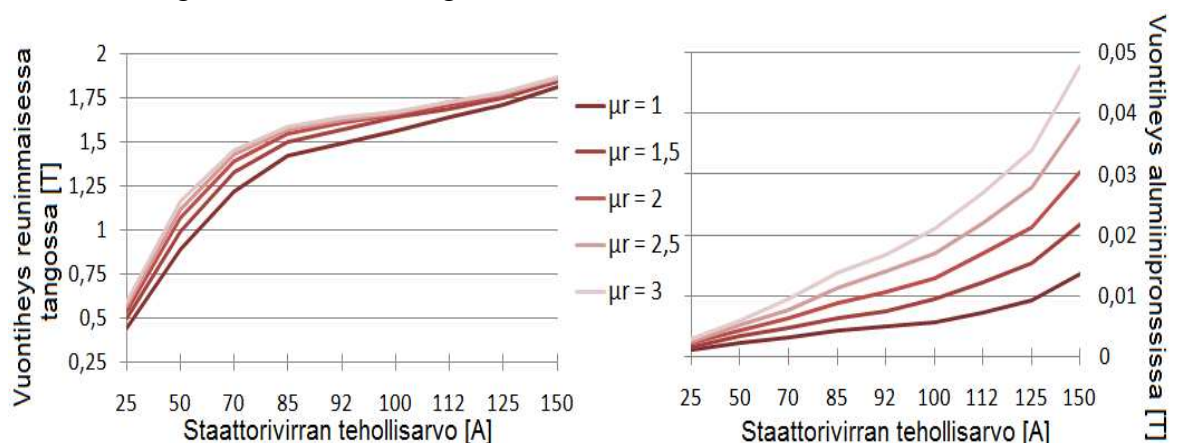
Kuvasta 7.6 havaitaan vääntömomentin käyttäytyvän kaksinapaiselle reluktanssimomentille ominaisesti eli jaksollisesti 1,5 ms välein. Vääntömomentin merkittävimmät rippelikomponentit ovat staattorihammastuksesta aiheutuvat paikkaharmoniset 12 kHz:n ja 24 kHz:n yliaallon taajuuskomponentit, jotka erottuvat merkittävästi myös vääntömomentin Fourier-muunnoksen taajuusspektrissä.

Vääntömomentin käyttäytymisen lisäksi työssä tarkastellaan vielä alumiinipronssin suhteellisen permeabiliteetin vaikutusta vääntömomenttiin sekä ilmapälipituuden ja roottorin akseliterästankojen paksuuden vaikutuksia moottorin tuottamaan vääntömomenttiin ja roottoripinnalla esiintyviin pyörrevirtahäviöihin.

## 7.2. Alumiinipronssin suhteellisen permeabiliteetin vaikutus

Alumiinipronssin suhteellisen permeabiliteetin vaikutusta vääntömomenttiin tarkasteltiin magnetostaattisena simulaationa, jolloin moottorin tuottamaa

vääntömomenttia simuloitiin vaihtelevilla staattorivirran arvoilla ja alumiinipronssin suhteellisen permeabiliteetin eri arvoilla. Tarkasteluissa käytettiin tehokulmaa 22,5 astetta ja ilmaväliä 2 mm. Alumiinipronssin suhteellisen permeabiliteetin vaikutus moottorin suorituskykyyn on kiinnostava, koska vaikuttamalla alumiinipronssiseoksen koostumukseen ja lisäainepitoisuuteen voidaan sen suhteellista permeabiliteettiä hieman muuttaa. Näin on mahdollista löytää moottorikäyttöön paremmin sopiva alumiinipronssiseos. Simulaatiossa tarkkailtiin magneettivuontiheyttä alumiinipronssissa ja reunimmaisessa terästangossa staattorivirran funktiona, ja näiden käyttäytyminen on esitetty kuvassa 7.8. Tarkastelussa seurattiin reunimmaisen terästangon vuontiheyttä staattorivirran tehollisarvon funktiona. Kuvista havaitaan alumiinipronssin suhteellisen permeabiliteetin pienentämisen vaikuttavan suoraan verrannollisesti tangon vuontiheyteen. Mitä suurempi on alumiinipronssin suhteellinen permeabiliteetti, sitä enemmän magneettivuota terästangoissa kulkee.

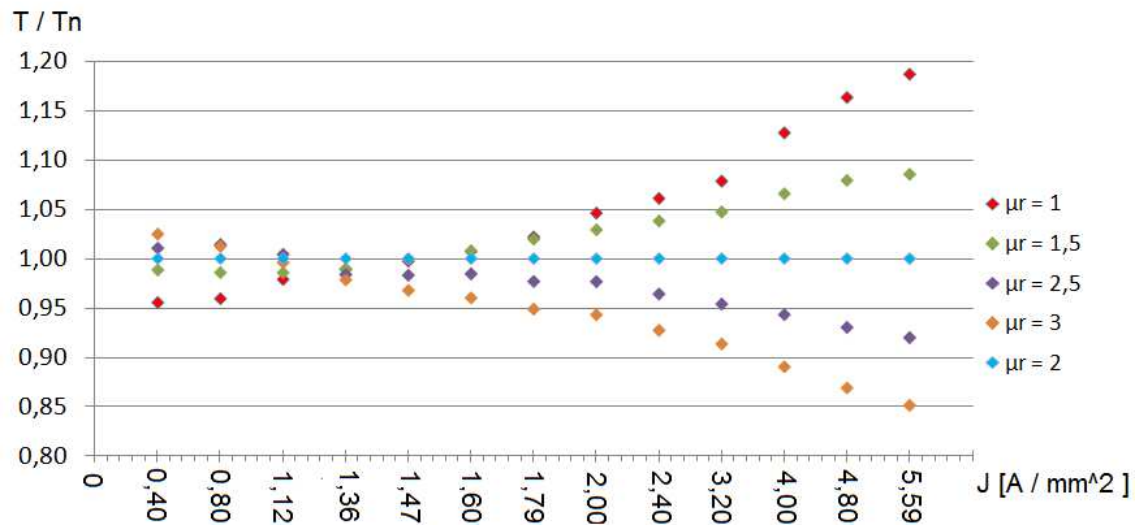


**Kuva 7.8.** Magneettivuon tiheys roottorin reunimmaisessa tangossa ja alumiinipronssissa alumiinipronssin suhteellisen permeabiliteetin eri arvoilla staattorivirran funktiona.

Kuvasta 7.8 nähdään selvästi vuontiheyden kasvun saturoituminen staattorivirran tehollisarvon kasvaessa yli 85 A:n, jolloin vuontiheys ylittää 1,5 T. Staattorivirran ylittäessä 90 A alkaa myös keskimmaisissa roottorisauvoissa ja roottorin terässauvojen kautta kulkeva magneettivuo saturoitua. Tällöin magneettivuo pyrkii etenemään alumiinipronssissa yhä enemmän.

Magneettivoiden käyttäytyminen vaikuttaa roottorin pitkittäis- ja poikittaisinduktansseihin sekä anisotrooppisuussuhteeseen. Vertailtaessa roottorin läpäiseviä pitkittäis- ja poikittaisinduktansseja havaittiin, että ansiotrooppisuussuhde on sitä suurempi mitä pienempi alumiinipronssin suhteellinen permeabiliteetti on. Tällöin suuremman suhteellisen permeabiliteetin alumiinipronssi johtaa enemmän magneettivuota itsensä kautta, ja näin magneettivuon reitti poikittaissuuntaisesti roottorin läpi helpottuu, ja roottorin hajavuo kasvaa. Sen sijaan vääntömomenttiin alumiinipronssin suhteellisen permeabiliteetin vaikutus on monimukaisempi. Kuvassa

7.9 on esitetty alumiinipronssin suhteellisen permeabiliteetin muutosten vaikutukset vääntömomenttiin.



**Kuva 7.9.** Alumiinipronssin suhteellisen permeabiliteetin muutosten vaikutus vääntömomenttiin staattorikäämien virrantiheyden funktiona. Suhteutettuna suhteellisen permeabiliteetin arvoon  $\mu_r = 2$ .

Pienillä staattorivirran tehollisarvoilla vääntömomentti on sitä suurempi, mitä suurempi alumiinipronssin suhteellinen permeabiliteetti on. Virran kasvun myötä vääntömomentin käyttäytyminen muuttuu vähitellen vastakkaiseksi, ja yli 1,6 A/mm<sup>2</sup> staattorivirrantiheyden arvoilla (vastaa staattorivirran tehollisarvoa yli 100 A) suurin vääntömomentti saavutetaan alumiinipronssilla, jolla on pienin suhteellinen permeabiliteetti.

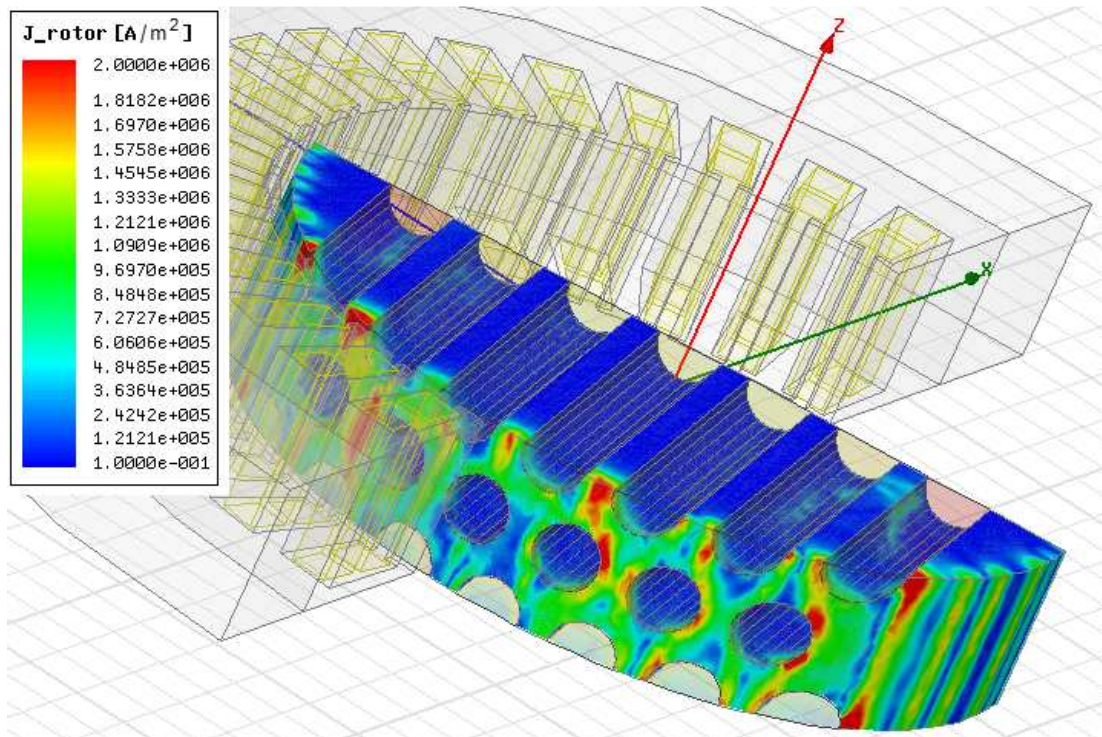
Kokonaisuudessaan suhteellisen permeabiliteetin vaikutus kasvaa epälineaarisella alueella merkittävästi staattorivirran tehollisarvon kasvun myötä. Magneettivuota karkaa tällöin enemmän roottorin reunojen kautta staattoriin, ja hajavuo kasvaa nopeammin. Näin suurimman ja pienimmän suhteellisen permeabiliteetin ero 250A:n tehollisarvolla on yli 7,7 Nm. Tämä on kuitenkin vain teoreettinen tilanne, sillä moottori toimisi erittäin epälineaarisella alueella.

Sama käyttäytyminen ilmeni myös DC-simulaatioissa, joissa staattorivirran tehollisarvon ylittäessä 100 A oli moottorin eri roottoriasennoissa mitattu vääntömomentti sitä suurempi, mitä pienempi suhteellinen permeabiliteetti oli. 100 A pienemmillä virroilla vääntömomenttikäyrien käyttäytyminen muuttui vähitellen vastakkaiseksi. Alle 70 A virroilla suurin vääntömomentti havaittiin suurimman suhteellisen permeabiliteetin alumiinipronssilla. Näillä pienillä virroilla tosin erot olivat hyvin pieniä. Erot vääntömomentissa suhteellisen permeabiliteetin eri arvoilla vahvistuvat, ja alumiinipronssin suhteellisen permeabiliteetin vaikutus tulee sitä merkittävämmäksi, mitä suurempia staattorivirtoja ja -virrantiheyksiä käytetään.



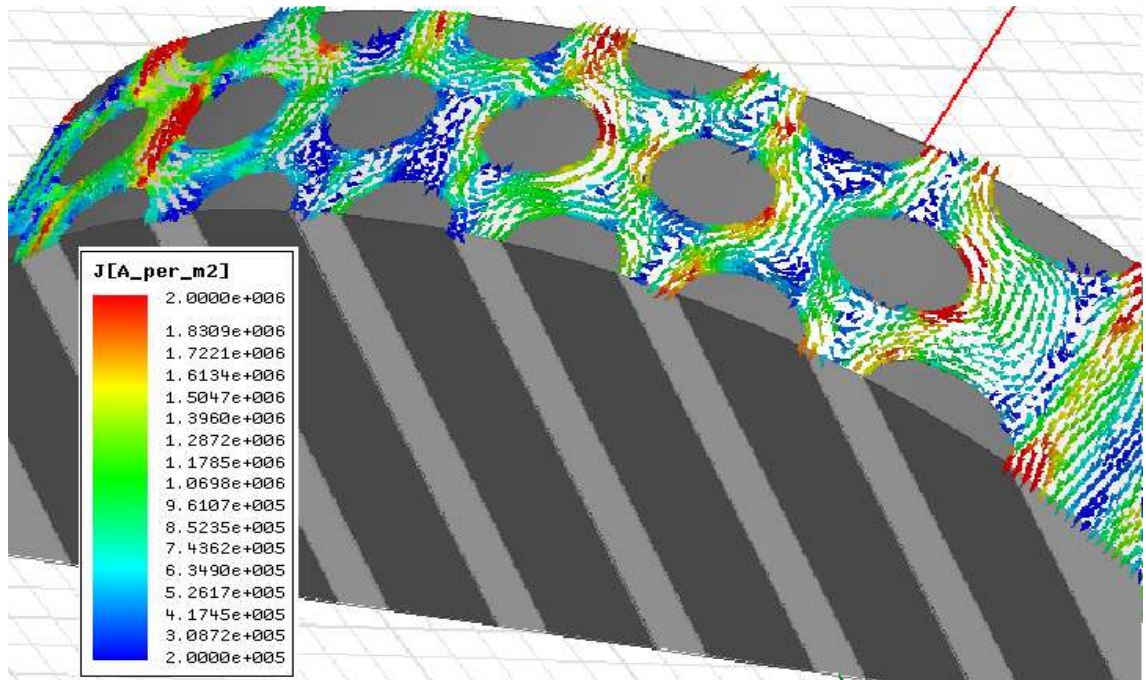
### 7.3. Ilmavälipituuden muutosten vaikutus

Alumiinipronssin suhteellisen permeabiliteetin tarkastelun jälkeen simuloitiin moottorin sähkömagneettisia häviöitä. Häviöistä mallinnettiin staattoriraudassa esiintyviä hystereesi- ja pyörrevirtahäviöitä, staattorikäämityksen virtahäviöitä sekä tärkeimpänä tarkastelukohteena roottoripinnan pyörrevirtahäviöitä. Erityisesti keskityttiin simuloimaan roottorin ja staattorin välisen ilmavälipituuden muutosten vaikutusta roottoripinnalla tapahtuviin pyörrevirtahäviöihin sekä vääntömomenttiin. Tarkastelun perusteella saatiin mallinnettua roottorin pinnalla tapahtuvia pyörrevirtoja ja virrantiheyksiä kuvan 7.10 mukaisesti.



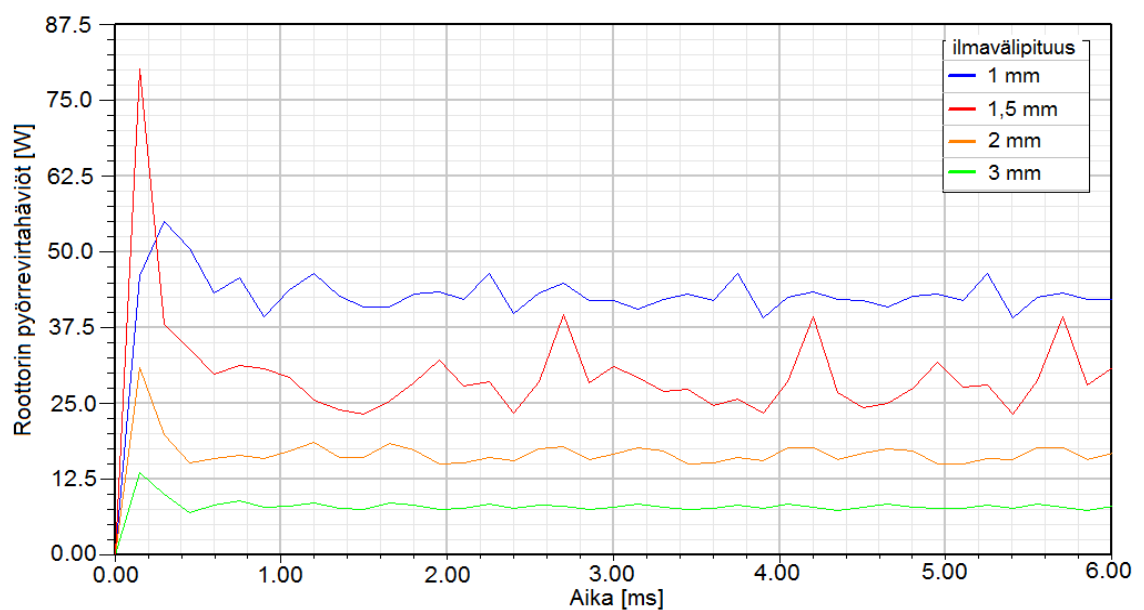
**Kuva 7.10.** Roottoripinnan pyörrevirrantiheydet moottorin jatkuvassa toimintatilassa.

Tarkastelupisteeksi valittiin moottorin tehokulma 22,5 astetta ja staattorivirran tehollisarvo 80 A. Tällöin terästangot eivät ole vielä saturaatioalueella. Simulaatioissa havaittiin staattorihammastuksesta syntyvien paikkaharmonisten yliaaltojen aiheuttavan roottoripinnalle pyörrevirrantiheyksiä, jotka moottorin jatkuvassa toimintatilassa ovat noin  $0,6 - 2,2 \text{ A/m}^2$ . Virrantiheys alumiinipronssissa oli suurimmillaan terästankojen lähellä olevilla reuna-alueilla. Lisäksi staattorihammastus aiheuttaa roottoripinnalla paikallisia ilmavälipituuden muutoksia, jotka havaittiin simulaatiossa roottorin sivuille syntyneinä paikallisina virrantiheyden tihentyminä. Pyörrevirrat etenevät roottorin akselin suuntaisesti koko roottorirakenteen pituudella. Pyörrevirtojen eteneminen näkyy paremmin kuvassa 7.11, jossa niitä kuvataan vektorikenttänä roottoripinnalla.



**Kuva 7.11.** Pyörrevirrantiheys vektorikenttänä moottorin jatkuvassa toimintatilassa.

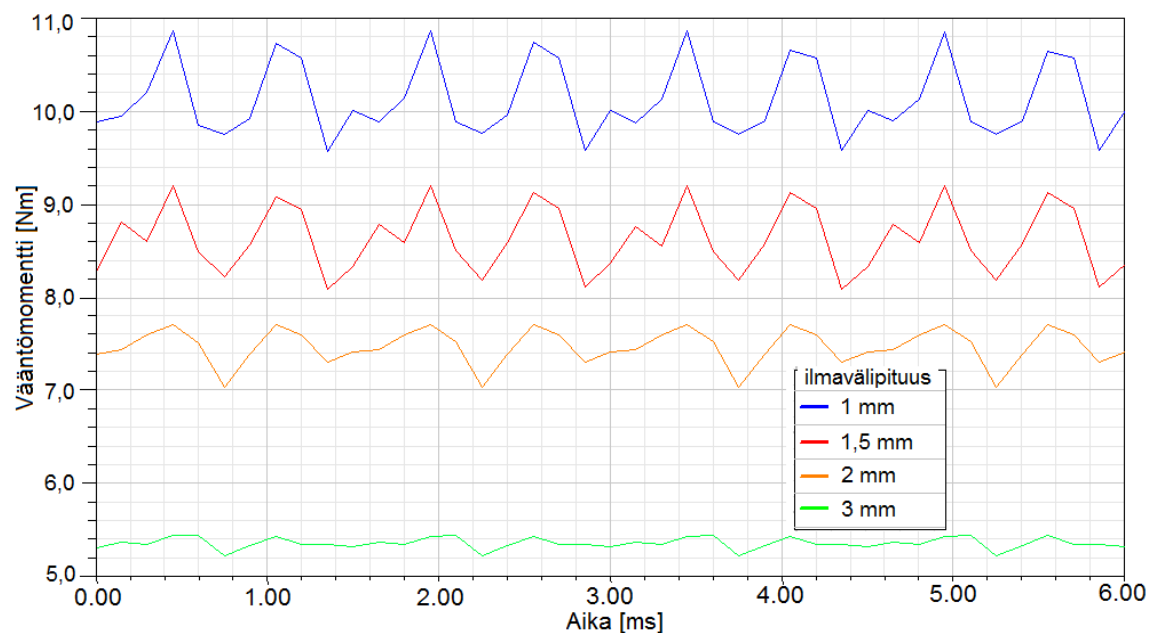
Terästankojen ympärillä pyörrevirrat kiertävät keskimmäisiä tankoa aina vastakkaisiin suuntiin viereisissä tangoissa, jolloin tankojen välissä kulkeva pyörrevirta suuntautuu samansuuntaisesti, ja pyörrevirrat pyrkivät kulkemaan roottoripintaa pitkin akselin suuntaisesti. Tarkasteluissa käytetty staattorivirta oli täysin sinimuotoista, jolloin virran yliaaltojen aiheuttamia häviöitä ei ole otettu huomioon. Roottoripinnan häviöt syntyivät ainoastaan staattorihampaiden aiheuttamista paikkaharmoisista yliaalloista. Tarkasteltaessa roottorirakenteessa ilmeneviä pyörrevirtahäviöitä eri ilmavälipituuksilla saatiin simulaatiotuloksina kuvan 7.12 mukaiset käyrät.



**Kuva 7.12.** Roottorin pyörrevirtahäviöt erilaisilla moottorin ilmavälipituuksilla.

Edellisen perusteella havaitaan, että ilmavälipituuden pienentäminen lisää yliaaltojen vaikutusta roottoripinnalla ja kasvattaa pyörrevirtahäviöitä. Suurimmat häviöt (n. 43 W) syntyvät 1 mm ilmavälillä. Vastaavasti 3 mm ilmavälillä häviöt ovat tästä vain neljäsosan (n. 10 W). Taajuusmuuttajalla ohjatun moottorin virran käyrämuoto jäljittelee sinimuotoista virran käyrämuotoa, mutta sisältää myös taajuusmuuttajan kytkennöistä aiheutuvan sahalaitaisen, paljon yliaaltoja sisältävän osuuden. Tämän vuoksi roottorin pinnalla syntyvät pyörrevirtahäviöt ovat todellisuudessa vielä näitä simuloituja tuloksia suuremmat.

Tutkittaessa ilmavälipituuden vaihtelun vaikutusta moottorin tuottamaan vääntömomenttiin havaitaan vääntömomentin olevan kääntäen verrannollinen ilmavälipituuteen kuvan 7.13 mukaisesti. Pienellä ilmavälillä moottorirakenne tuottaa suuremman vääntömomentin kuin suuremmalla ilmavälillä. Tämä johtuu siitä, että pienellä ilmavälillä moottorin vääntömomentin tuottamiseen vaikuttava päävuo on suurimmillaan, ja staattorihammastuksen ja ilmavälin kautta muita reittejä sulkeutuva hajavuo on mahdollisimman pieni. Pienimmällä 1 mm ilmavälillä moottori tuottaa noin 10,5 Nm vääntömomentin, kun taas suurimmalla 3 mm ilmavälillä vääntömomentin tuotto on samalla staattorivirralla vain noin puolet tästä eli 5,5 Nm.

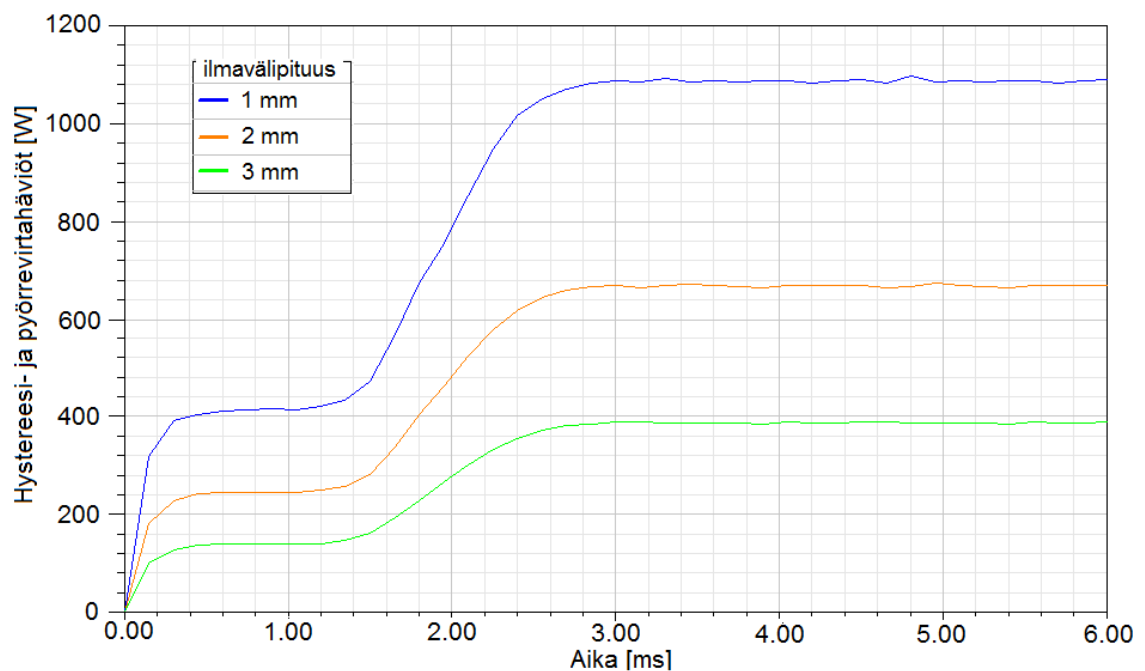


**Kuva 7.13.** Roottorirakenteen kehittämä vääntömomentti eri ilmavälipituuksilla.

Simulaatioista käy ilmi ilmavälipituuden vaikutusten luonne ja optimointiongelma roottorin pyörrevirtahäviöiden suuruuden ja vääntömomentin tuoton välillä. Verrattaessa vääntömomentin ja pyörrevirtahäviöiden käyttäytymistä voidaan näiden simulaatiotulosten perusteella kuitenkin päätellä optimiratkaisun löytyvän niin pienellä ilmavälipituudella kuin se mekaanisten rajoitteiden puitteissa on mahdollista. Toisaalta pyörrevirtahäviöt voivat vielä kasvaa huomattavasti, kun otetaan huomioon virtaharmoniset yliaallot. Tällöin optimaalista ilmavälipituutta pitää arvioida uudestaan,



kun virran yliaaltojen vaikutus on tiedossa. Myös moottorin rautahäviöt muuttuvat moottorin ilmavälipituuden muuttuessa. Rautahäviöt koostuvat pääosin staattorin hystereesi- ja pyörrevirtahäviöistä sekä aiemmin tarkastelluista roottorin pyörrevirtahäviöistä. Roottorin terästankojen hystereesihäviöt ovat verrattaen pienet magneettivuon vaihdellessa roottoritangoissa vain vähän, eikä näitä häviöitä ole simuloinnissa otettu huomioon. Arvioitaessa moottorin kaikkia rautahäviöitä eri ilmavälipituuksilla saadaan kuvan 7.14 mukaiset kuvaajat. Häviöiden porrasmainen nousu simulaation alussa ennen hetkeä 3 ms johtuu simulaatiomallin alkutilanteesta, jossa roottori on osittain tarkastelualueen ja symmetriarajojen ulkopuolella. Kyse on siis simulaatioteknisestä yksityiskohdasta. Tällöin osa roottorista jää magnetoitumatta ja häviöt näkyvät vain roottorin osapinnalla. Kun roottori pyörähtää kokonaisuudessaan tarkastelualueen sisäpuolelle syntyy myös muualle roottoriin moottorin jatkuvan toimintatilan mukainen magneettikenttä ja roottoripinnalla vaikuttavat häviöt näkyvät koko roottoripinnalla.



**Kuva 7.14.** Prototyyppimoottorin rautahäviöt eri ilmavälipituuksilla.

Kokonaisuudessaan rautahäviöt kasvavat ilmavälipituuden kaventuessa. Induktiomoottoriin verrattuna moottorissa, ja erityisesti sen roottorissa, ilmenevät häviöt ovat vähäiset. Koska moottori on simulaatiotulosten perusteella sähköisesti, eikä termisesti rajoitettu, on moottorissa järkevää käyttää mahdollisimman ohutta ilmaväliä, ja lisätä näin sekä tuotettua vääntömomenttia että moottorissa syntyviä häviöitä. Käytännössä moottorin ilmaväli olisi noin 1 mm, jolloin kokonaisrautahäviöt olisivat noin 1040 W. Ilmavälipituudella ei ole suoranaisesti vaikutusta staattorin virtahäviöihin. Simulaatioissa käytetyllä 80 A virralla ne olivat noin 100 W. Tuuletus- ja kitkahäviöiden arviointiin voidaan käyttää luvussa 2.4.2 esitettyä kaavoja 2.4 ja 2.5, jolloin näiden mekaanisten häviöiden osuudeksi tulisi

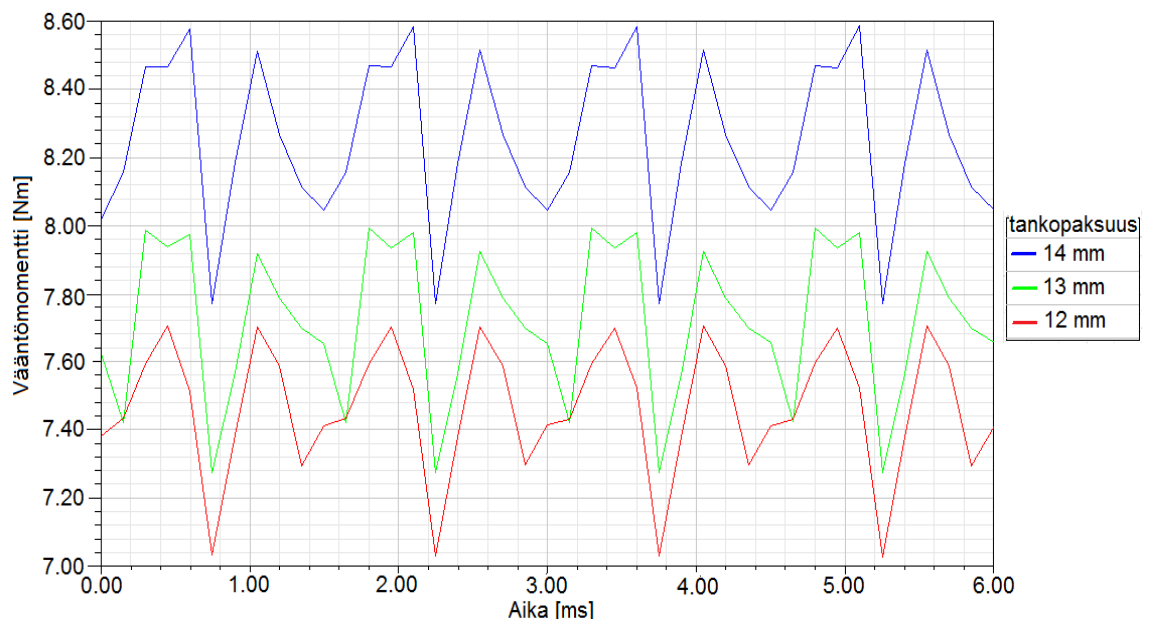
$$Re = 0,1462m \cdot \pi \cdot 333 \frac{1}{s} \cdot 0,002m / (26,5 \cdot 10^{-6} \frac{m^2}{s}) = 11554,6$$

$$P_{mek} = 1,7 \cdot 0,826 \frac{kg}{m^3} \cdot \left(333 \frac{1}{s}\right)^3 \cdot (0,1462m)^4 \cdot 0,002m \cdot \left(\frac{1}{11554,6^{0,15}}\right) \approx 380 W$$

Tämä on karkea arvio prototyyppiroottorin kitkahäviöistä, ja antaa lähinnä käsitystä sähkömagneettisten häviöiden suuruusluokasta. Vertailulaskelmien perusteella prototyyppimoottori kykenee tuottamaan lineaarisella tehoalueella 80 A staattorivirran tehollisarvolla noin 15,3 kW ulostulotehon. Verrattaessa tätä vastaavankokoisen perusnopeuksisen induktioimoottorin ulostulotehoon, tarvitaan prototyyppimoottorissa huonon tehokertoimen takia huomattavasti enemmän virtaa vastaavan ulostulotehon tuottamiseen.

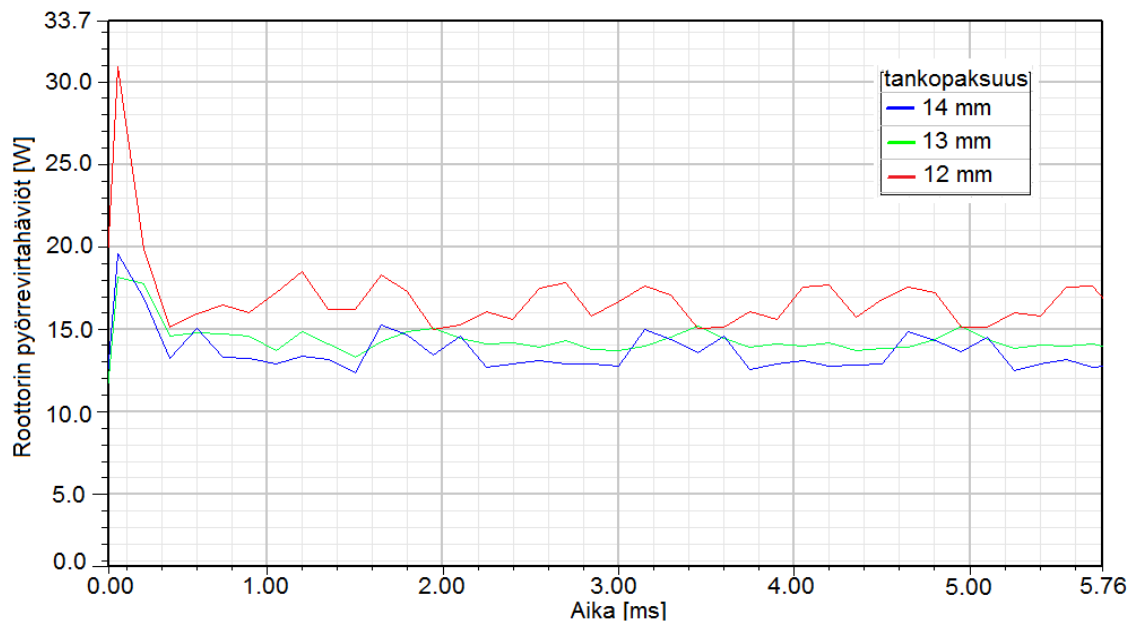
## 7.4. Erilaisten roottorirakenteiden vertailu

Reluktanssimoottorissa tarkoituksena on tuottaa suuri pitkittäissuuntainen vuo roottorin lävitse, ja kasvattaa näin roottorin tuottamaa vääntömomenttia. Siksi suurempaa vääntömomenttia haetaan roottorin terästankojen halkaisijaa kasvattamalla. Tähänastisissa tarkasteluissa käytetty terästankojen halkaisija oli 12 mm. Seuraavissa simulaatioissa tarkastellaan lisäksi 13 mm:n ja 14 mm:n halkaisijoita, sekä niiden vaikutuksia roottorin pyörrevirtahäviöihin ja moottorin tuottamaan vääntömomenttiin. Simulaatioissa staattorivirta 80 A ja ilmaväli 2 mm pidetään vakiona. Terästankojen paksuuden vaikutukset vääntömomenttiin näkyvät kuvassa 7.15.



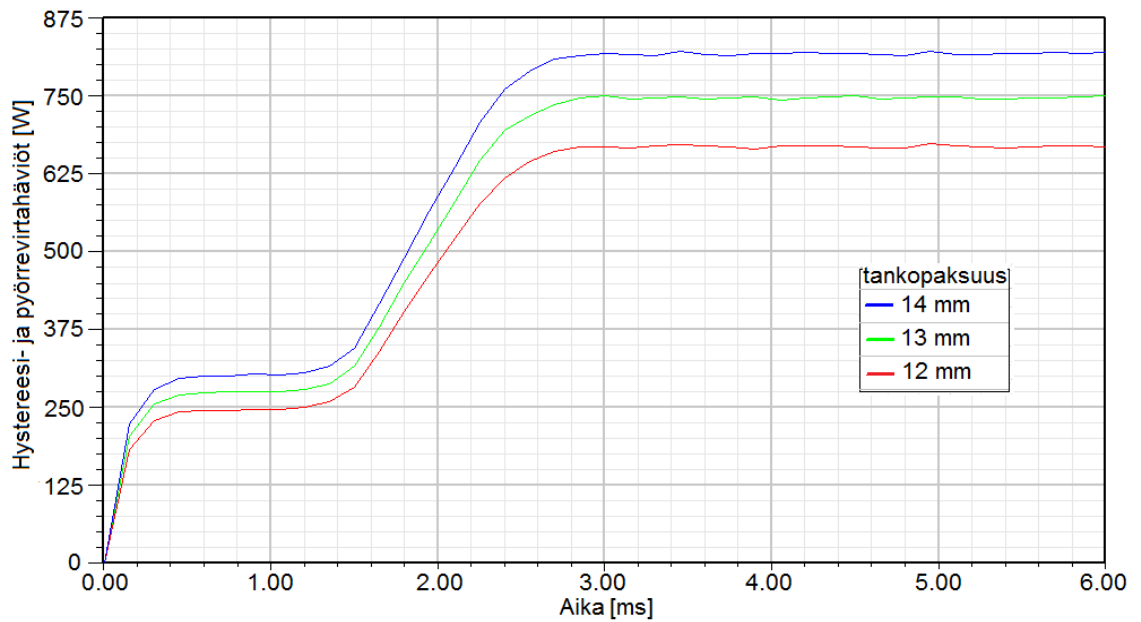
**Kuva 7.15.** Moottorin tuottama vääntömomentti terästankojen eri halkaisijoilla.

Simulaatioista havaitaan suuremman tankopaksuuden parantavan vääntömomenttia selvästi. Kasvatettaessa tankopaksuutta 12 mm:stä 14 mm:iin saadaan samalla staattorivirralla 0,8 Nm (eli noin 10%) suurempi keskimääräinen vääntömomentti. Tämä johtuu pitkittäis-suuntaisen magneettivuon etenemisen helpottumisesta magneettisesti johtavan pinta-alan kasvaessa. Myös roottorin poikittaisinduktanssi ja –vuo kasvavat roottorirakenteen magneettisen johtavuuden kasvaessa, mutta kasvun vaikutus roottorin pitkittäisinduktanssiin ja –vuohon on selvästi suurempi, mikä lisää vääntömomenttia. Vääntömomentin rippelitasoon tankopaksuuden muutoksilla ei ole merkittävää vaikutusta. Vastaavasti roottorin pyörrevirtahäviöihin tankopaksuuden kasvatus vaikuttaa kuvan 7.16 mukaisesti.



**Kuva 7.16.** Roottoripinnan pyörrevirtahäviöt eri tankopaksuuksilla.

Tankopaksuuden kasvattaminen pienentää roottorin pyörrevirtahäviöitä, jolloin ohuimmalla 12 mm:n tankopaksuudella pyörrevirtahäviöt ovat keskimäärin 17 W ja vastaavasti suuremmalla 14 mm:n tankopaksuudella häviöt ovat keskimäärin 14 W. Häviöiden pienentyminen johtuu pääosin alumiinipronssin tilavuuden pienentymisestä roottoripinnalla terästankojen tilavuuden kasvaessa. Suurempi merkitys tankopaksuuden kasvattamisella on kuitenkin kokonaisrautahäviöihin. Niiden nähdään kasvavan tankopaksuuden lisäämisen myötä kuvan 7.17 mukaisesti.



**Kuva 7.17.** Prototyyppimoottorin rautahäviöt eri tankopaksuuksilla.

Kasvatettaessa tankopaksuutta 12 mm:stä 14 mm:iin kokonaisrautahäviöt lisääntyvät 670 W:sta 825 W:iin eli noin 19%. Näiden tulosten perusteella voidaan todeta vääntömomentin lisäämisen olevan mahdollista tankopaksuutta kasvattamalla häviöiden lisääntymisen kustannuksella, kuten ilmapäliäpituutta lisättäessä. Tämä olisi luultavimmin toivottu kehityssuunta sähköisesti rajoitetun moottorin tapauksessa.

## 8. YHTEENVETO

Tässä opinnäytetyössä simuloitiin ABB-Motorsin kehittämän suurnopeuskäyttöön tarkoitetun synkronisen reluktanssimoottorin prototyyppiä Ansoftin Maxwell ohjelmiston versioilla 13 ja 14. Tarkastelu tehtiin kolmiulotteisena FEM-simulaatiomallinnuksena syksyn 2010 ja kevään 2011 aikana. Työn tarkoituksena oli tutkia suurnopeusmoottorin vääntömomenttia, vääntömomenttirippeliä sekä moottorissa syntyviä sähkömagneettisia häviöitä. Tarkastelussa keskityttiin erityisesti roottorirakenteen muutosten vaikutuksiin moottorin vääntömomenttiin sekä roottoripinnalla esiintyviin pyörrevirtahäviöihin. Lisäksi työn tarkoituksena oli tuottaa tietoa simulaatio-ohjelmiston soveltuvuudesta tuotekehityksen moottorisuunnitteluun nopeampana ja edullisempänä vaihtoehtona moottoriprototyyppien rakentamiselle ja mittaamiselle.

Käytetyn simulaatiomallin rakentamiseen ja erityisesti häviömallinnuksen tekniseen toteuttamiseen kului opinnäytetyötä tehtäessä huomattavan paljon aikaa. Jatkoa ajatellen mallia tulee tarkentaa ja parantaa nykyisestä. Tässä opinnäytetyössä käytettiin paljon aikaa simulaatio-ohjelman käytön opetteluun ja ominaisuuksien hallintaan. Käytetty simulaatio-ohjelmisto on osoittautunut soveltuvan vaativiin moottoreiden sähkömagneettisiin tarkasteluihin. Moottorista ei ole ollut käytettävissä mittaustuloksia, joihin moottorimallia olisi voinut verrata, tarkentaa tai kalibroida. Näin jatkoa ajatellen mallin parantaminen moottorin mittaustulosten perusteella olisi ensiarvoisen tärkeää. Vasta tämän jälkeen pystytään kokonaisuudessaan arvioimaan simulaatioiden käytettävyyttä prototyyppimoottoreiden rakentamisen ja mittauksen mahdollisena osittaisena korvaajana tuotekehityksen moottorisuunnittelussa.

Seuraava tarkentava toimenpide mallin parantamiseksi olisi magnetointiherätteen vaihtaminen jänniteherätteeksi, jolloin jännitteen ja virran yliaaltopitoisuutta voitaisiin mallintaa oikean taajuusmuuttajan tuottamien käyrien mukaisina, ja virran yliaaltojen vaikutusta roottoripinnan häviöihin voitaisiin ottaa paremmin huomioon. Muita mielenkiintoisia tarkasteluja olisivat puolimagneettisten urakiilojen vaikutuksen tutkiminen ilmapäälivun tasaamiseksi ja roottoripinnan häviöiden pienentämiseksi, sekä termodynaamisten tarkasteluiden lisääminen simulaatioon. Termodynamiikan avulla pystyttäisiin tarkastelemaan roottorin lämpenemisestä johtuvia roottorimateriaalien johtavuuden muutoksia, jotka vaikuttavat oleellisesti yliaaltojen tunkeutumisyyvyyteen ja sähkömagneettisiin häviöihin roottoripinnalla.

Eräs mahdollisuus olisi mallin kehittäminen neljäsosamalliksi. Tällä mallilla pystyttäisiin ottamaan huomioon myös staattorikäämityksen päätyilmiöiden vaikutukset,

sekä tutkimaan roottorin vinouttamisen merkitystä vääntömomenttirippelin pienentämisessä.

Simulaatioista saadut tulokset ovat suuntaa antavia ja moottorin parametrien muutosten vaikutuksia yleisesti kuvaavia. Tulokset antavat käsitystä suuruusluokista, joita roottorirakenteen tai alumiinipronssin suhteellisen permeabiliteetin muutokset saavat aikaan moottorin tuottamassa vääntömomentissa sekä roottoripinnalla tapahtuvissa pyörrevirtahäviöissä staattorivirran eri arvoilla. Konkreettisina tuloksina saatiin määritettyä roottorirakenteen ansiotrooppisuussuhde sekä käsitys moottorin tuottamasta vääntömomentista ja vääntömomenttirippelin suuruudesta eri staattorivirroilla ja tehokulmilla. Lisäksi tulosten perusteella voidaan ilmapälipituuden pienentämisen ja tankopaksuuden kasvattamisen todeta kehittävän moottorirakennetta vääntömomentin tuoton kannalta parempaan suuntaan. Tällöin se kuitenkin tehdään sähkömagneettisia häviöitä kasvattamalla ja moottorin hyötysuhteen kustannuksella. Tulosten mukaan voidaan moottorin todeta olevan tällä hetkellä sen sähköisten ominaisuuksien rajoittama. Koska simulaatioiden perusteella havaittiin roottorin terästankojen saturoituvan jo varsin pienillä staattorivirran arvoilla, määräytyy moottorin teho sähköisten rajoitteiden perusteella. Työssä saatuja tuloksia voidaan jatkossa käyttää prototyypimoottorin roottorirakenteen kehityssuuntien yleisarvointiin. Yksityiskohtaisempi arviointi edellyttää kuitenkin moottorimallin tarkennusta ja kehittämistä sekä mittaustulosten ja simulaatioiden keskinäistä vertailua ja kalibrointia.

## LÄHTEET

[Abb05] ABB Low Voltage Motors, The Motor Guide – Basic technical information about low voltage standard motors 2<sup>nd</sup> edition, 2005

[Abb09] ABB University Training Material, E-course G981e Efficiency regulations for Low Voltage Motors, 2009

[Aho99] Ahopelto, J. Suurnopeusmoottorin lujuustekninen suunnittelu. Tampereen Teknillinen Yliopisto, 1999

[Ark02] Arkkio, A., Design of High-Speed Electrical Machines Electromagnetic analysis, 2002

[Ark10] Arkkio, A., Nepal, B. R., Sinervo, A. Electromechanical Interaction in a Synchronous Reluctance Machine, Aalto University, School of Science and Technology, International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion Speedam 2010

[Bal93] Balbo, N., Andrea, R.D', Malesani, L., Tomasin P., Synchronous reluctance motors for low-cost, medium performance drives, The European Power Electronics Association, 1993

[Bar06] Bargallo R. Finite elements for electrical engineering, Universitat politecnica de Catalunya, Electrical engineering department, 2006

[Bia09] Bianchi, N., Bolognani, S., Bon, D., Pre, M. D. Rotor Flux-Barrier Design for Torque Ripple Reduction in Synchronous Reluctance and PM-Assisted Synchronous Reluctance Motors, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, No. 3, May/June 2009

[Bin10] Binder, A. Luentokalvot: PM High Speed Synchronous Motor Technology, Institut für Elektrische Energiewandlung, 2010

[Bol96] Boldea I. Reluctance Synchronous Machines and Drives, Oxford Science Publications, Technical University of Timisoara, 1996

[Bom02] Bomela, X. B., Kamper, M. J. Effect of Stator Chording and Rotor Skewing on Performance of Reluctance Synchronous Machine, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, No. 1, January/February 2002

- [Fuk89] Fukao, T., Chiba, A., Matsui, M. Test Results on a Super-High-Speed Amorphous-Iron Reluctance Motor, IEEE Transactions on Industry Applications, vol.25, No. 1, January/February, 1989
- [Fra93] Fratta, A., Troglia, G.P., Vagati, A., Villata, F. Evaluation of torque ripple in high performance synchronous reluctance machines, Torino Polytechnic, IEEE 1993
- [Ger05] Gerling, D. Comparison of Different FE Calculation Methods for the Electromagnetic Torque of PM Machines Institute for Electrical Drives, University of Federal Defense Munich Neubiberg, Germany, 2005
- [Hof96] Hofmann, H., Sanders, S. Synchrononous Reluctance Motor / Alternator for Flywheel Energy Storage Systems, IEEE, 1996
- [Kan05] Kanerva, S., Simulation of electrical machines, circuits and control systems using finite element method and system simulator, 2005
- [Lar09] Larjola, J., Arkkio, A., Pyrhönen, J. Suurnopeustekniikka, High Speed Technology in Finland, Yliopistopaino Helsinki 2010
- [Lee09] Lee, S. T. Development and Analysis of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor with Field Excitation Structure, PhD diss, University of Tennessee, 2009
- [Lip91] Lipo, T. A. Synchronous Reluctance Machines – A Viable Alternative for AC Drives? , Electric Machines and Power Systems, University of Wisconsin-Madison, 1991
- [Lov97] Lovatt, H.C., Clelland, M.L.M., Stephenson, J.M. Comparative performance of singly salient reluctance, switched reluctance and induction motors, IEE Confrence Publication No. 444, 1-3, September 1997
- [Luo82] Luomi, J. Sähkökäyttöjen muutosilmiöt, 1982
- [Lut10] Lappeenrannan Teknillinen Yliopisto, Sähkötekniikka, Sähkökauppa, 2010
- [WWW]. [Haettu 10/11/2010]. Osoitteesta:  
[http://www.lut.fi/fi/technology/lutenergy/electrical\\_engineering/articles/electricity\\_consumption/Sivut/Default.aspx](http://www.lut.fi/fi/technology/lutenergy/electrical_engineering/articles/electricity_consumption/Sivut/Default.aspx)
- [Läh02] Lähteenmäki, J. High-Speed Induction Machines, Helsinki University of Technology, Laboratory of Electromechanics, 2002



- [Mil98] Miljavec, D. Torque ripple in Synchronous reluctance motor, University of Ljubljana, Slovenia, 1998
- [Mog10] Moghaddam, R. R., Magnussen, F., Sadarangani, S. Theoretical and Experimental Reevaluation of Synchronous Reluctance Machine, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, No. 1, January 2010
- [Mol00] Molenaar, A. A Novel Planar Magnetic Bearing and Motor Configuration applied in a Positioning Stage, Technische Universiteit Delft, Netherlands, August 2000
- [Nou07] Nousiainen, K. Magneettipiirit ja muuntajat -opetusmoniste, Tampereen Teknillinen Yliopisto, 2007
- [Par00] Parviainen, A. Pyörivän magneettivuon aiheuttamien tehohäviöiden mittaussähköteräslevystä, Diplomityö, Lappeenrannan Teknillinen Korkeakoulu, 2000
- [Par05] Park, J.-D., Khalizadeh, C., Hofmann, H. Design and control of High-Speed Solid-Rotor Synchronous reluctance Drive with Three-phase LC Filter, IAS 2005
- [Pla92] Platt, D. Reluctance Motor with Strong Rotor Anisotropy , IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28 , No 3, May/June 1992
- [Pyr10] Pyrhönen, J. Luentokalvot: Post-graduate Course High-speed technology, LUT, 2010
- [Pyr91] Pyrhönen, J. High-speed Induction Motor, Calculating the Effects of Solid-Rotor Material on Machine Characteristic, Acta Polytechnica Scandinavica, Electrical Engineering Series No. 68
- [Pyr91b] Pyrhönen, J., Kurronen, P. Massiiviroottorisen suurnopeusoidkosulkumoottorin hyötysuhteen parantaminen, väliraportti, Lappeenrannan Teknillinen Korkeakoulu, 1991
- [Pyr93] Pyrhönen, J., Kurronen, P. Suurnopeusoidkosulkumoottoritutkimuksessa kevään 1993 aikana saavutettuja tuloksia, tutkimusraportti, LTTK, 1993
- [Rei93] Reitz, J. R., Frederick, J. Foundations of electromagnetic theory 4<sup>th</sup> edition, Addison Wesley, 1993
- [Sil83] Silvester, R.R., Ferrari, R.L. Finite elements for electrical engineers, Cambridge University Press, 1983

[Tal05] Talvitie, T. FEM-ohjelmiston sopeuttaminen ja hyväksikäyttö nopeaan kestopagneettimoottorisuunnitteluun, Diplomityö, Tampereen Teknillinen Yliopisto, 2005

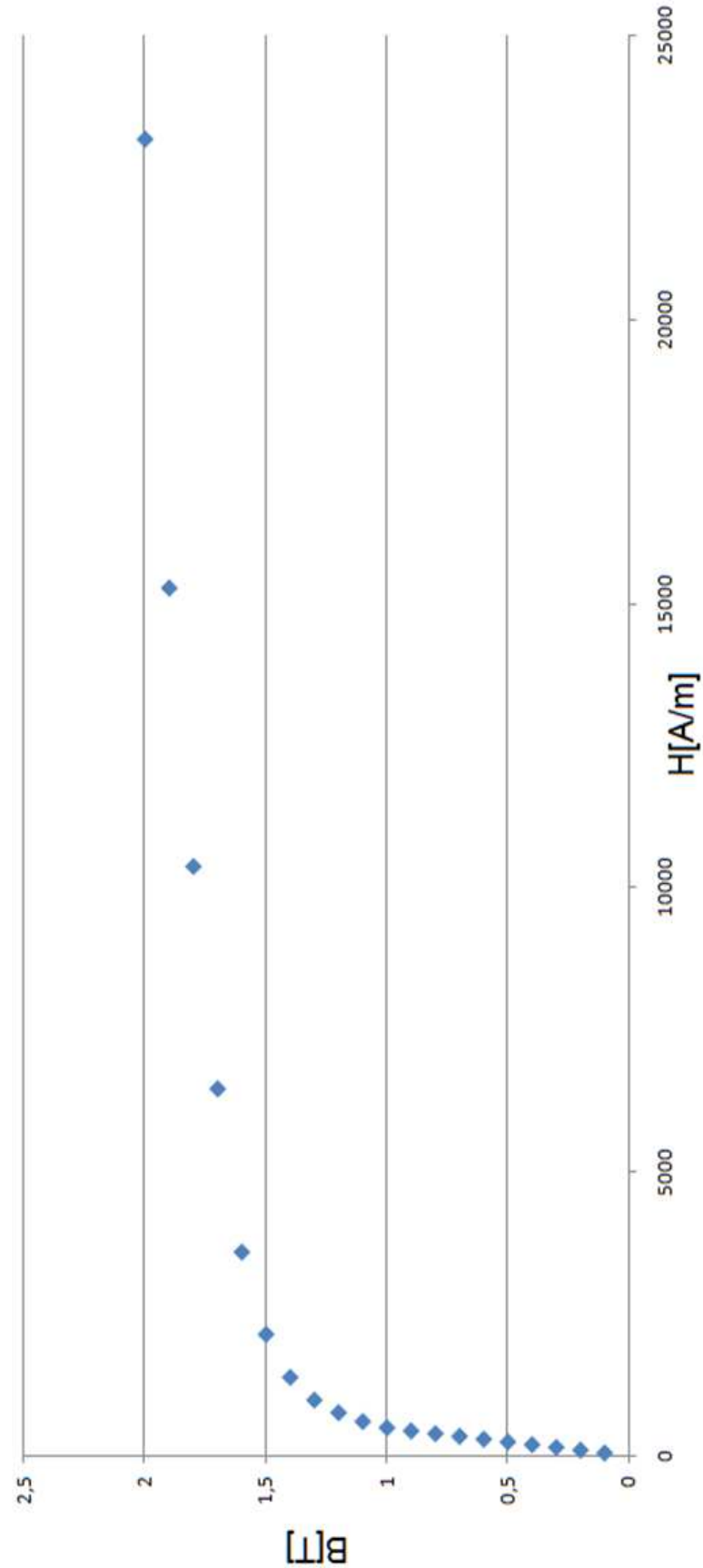
[Tsu01] Tsuchiya, J., Mishima, K., Kimura, G. A study on torque ripple reduction of synchronous reluctance motor, Tokyo Metropolitan University, IEEE 2001

[Tuo10] Tuominen, S. Alumiinipronssin resistiivisyyden mittaust, mittausraportti, Prizztech 22.10.2010

[Tuu04] Tuusa, H., Nurmi, T., Viitanen T. Sähkömoottorit, Tampereen Teknillinen Yliopisto, Sähkötekniikan osasto, Tehoelektroniikka, 2004

[Vag97] Vagati, A., Pastorelli, M., Franceschini, G., Petrache, C. Design of Low-Torque-Ripple Synchronous Reluctance Motors, IEEE Industry Application Society Annual Meeting, New Orleans, Louisiana, October 5-9, 1997

LIITE 1: SIMULAATIOISSA KÄYTETYN TERÄSMATERIAALIN BH-KÄYRÄ



LIITE 2: SIMULAATIOISSA KÄYTETYN STAATTORIRAUDAN BH-KÄYRÄ



### LIITE 3: MAGNETOSTAATTISEN TARKASTELUN TULOKSET, VUONTIHEYDET ROOTTORISSA

$J_{max}$ [A/mm <sup>2</sup> ]	0,452	0,904	1,130	1,356	1,582	1,808	2,035	2,261	2,826	3,391	4,521
$J_{rms}$ [A/mm <sup>2</sup> ]	0,320	0,639	0,799	0,959	1,119	1,279	1,439	1,598	1,998	2,398	3,197
$I_{rms}$ [A]	20	40	50	60	70	80	90	100	125	150	200
Pitkittäisvuo $\Phi_d$ [Wb]	5,35E-04	1,08E-03	1,35E-03	1,61E-03	1,85E-03	2,06E-03	2,22E-03	2,35E-03	2,58E-03	2,75E-03	3,01E-03
Pitkittäisinduktanssi $L_d$ [H]	3,21E-04	3,23E-04	3,23E-04	3,22E-04	3,17E-04	3,09E-04	2,96E-04	2,82E-04	2,47E-04	2,20E-04	1,81E-04
Vuo $\Phi$ keskimmaisessa tangossa [Wb]	1,89E-05	3,80E-05	4,75E-05	5,70E-05	6,60E-05	7,39E-05	8,02E-05	8,51E-05	9,30E-05	9,86E-05	1,07E-04
Vuontiheys B keskimmaisessa tangossa [T]	3,39E-01	6,82E-01	8,54E-01	1,03E+00	1,19E+00	1,33E+00	1,44E+00	1,53E+00	1,67E+00	1,77E+00	1,92E+00
Vuo $\Phi$ toiseksi keskimmaisessa tangossa (puolikkaassa) [Wb]	1,92E-05	3,87E-05	4,84E-05	5,79E-05	6,68E-05	7,46E-05	8,09E-05	8,58E-05	9,36E-05	9,91E-05	1,07E-04
Vuontiheys B toiseksi keskimmaisessa tangossa [T]	3,46E-01	6,96E-01	8,70E-01	1,04E+00	1,20E+00	1,34E+00	1,45E+00	1,54E+00	1,68E+00	1,78E+00	1,93E+00
Vuo $\Phi$ toiseksi reunimmaisessa tangossa (puolikkaassa) [Wb]	1,89E-05	3,81E-05	4,77E-05	5,80E-05	6,79E-05	7,68E-05	8,36E-05	8,83E-05	9,58E-05	1,01E-04	1,09E-04
Vuontiheys B toiseksi reunimmaisessa tangossa [T]	3,40E-01	6,84E-01	8,58E-01	1,04E+00	1,22E+00	1,38E+00	1,50E+00	1,59E+00	1,72E+00	1,82E+00	1,96E+00
Vuo $\Phi$ reunimmaisessa tangossa [Wb]	2,54E-05	5,12E-05	6,32E-05	7,37E-05	8,16E-05	8,71E-05	9,11E-05	9,44E-05	1,01E-04	1,06E-04	1,11E-04
Vuontiheys B reunimmaisessa tangossa [T]	4,57E-01	9,20E-01	1,14E+00	1,33E+00	1,47E+00	1,57E+00	1,64E+00	1,70E+00	1,81E+00	1,90E+00	2,00E+00
Poikittäisvuo $\Phi_q$ [Wb]	9,73E-05	1,95E-04	2,43E-04	2,93E-04	3,41E-04	3,90E-04	4,38E-04	4,88E-04	6,10E-04	7,31E-04	9,74E-04
Poikittäisinduktanssi $L_q$ [H]	5,84E-05	5,84E-05	5,84E-05	5,86E-05	5,85E-05	5,85E-05	5,84E-05	5,85E-05	5,85E-05	5,85E-05	5,84E-05
Anisotrooppisuussuhde $L_d/L_q$	5,50E+00	5,53E+00	5,53E+00	5,49E+00	5,42E+00	5,28E+00	5,08E+00	4,82E+00	4,22E+00	3,76E+00	3,09E+00

# LIITE 4: VÄÄNTÖMOMENTTI TEHOKULMILLA 22,5 JA 15 ASTETTA STAATTORIVIRRAN FUNKTIONA

Tarkastelu aika 3ms, simulaatio aikal 20us, Tehokulma 22,5 astetta:

$J_{max}$ [A/mm <sup>2</sup> ]	0,45	0,90	1,13	1,36	1,58	1,81	2,03	2,26	2,83	3,39	4,52
$J_{rms}$ [A/mm <sup>2</sup> ]	0,32	0,64	0,80	0,96	1,12	1,28	1,44	1,60	2,00	2,40	3,20
Staattorivirta $I_{rms}$ [A]	20	40	50	60	70	80	90	100	125	150	200
Keskimääräinen vääntömomentti [Nm]	0,461	1,859	2,909	4,185	5,666	7,294	9,006	10,696	14,622	18,313	25,490
Vääntömomentin vaihtelun huipusta-huippuun arvo [Nm]	0,061	0,246	0,385	0,554	0,751	0,961	1,163	1,312	1,637	1,757	2,182

Tarkastelu aika 3ms, simulaatio aikal 20us, Tehokulma 15 astetta:

$J_{max}$ [A/mm <sup>2</sup> ]	0,45	0,90	1,13	1,36	1,58	1,81	2,03	2,26	2,83	3,39	4,52
$J_{rms}$ [A/mm <sup>2</sup> ]	0,32	0,64	0,80	0,96	1,12	1,28	1,44	1,60	2,00	2,40	3,20
Staattorivirta $I_{rms}$ [A]	20	40	50	60	70	80	90	100	125	150	200
Keskimääräinen vääntömomentti [Nm]	0,326	1,312	2,052	2,945	3,966	5,064	6,173	7,245	9,744	12,227	17,072
Vääntömomentin vaihtelun huipusta-huippuun arvo [Nm]	0,102	0,411	0,643	0,918	1,220	1,520	1,778	2,074	2,581	3,020	3,791

# LIITE 5: SUHTEELLISEN PERMEABILITEETIN MUUTOKSEN VAIKUTUS VUONTIHEYTEEN

Staattorivirran tehollisarvo [A], $\delta=22,5$		25	50	70	85	92	100	112	125	150	200
Alumiinipronssin vuontiheys [T]	$\mu_r = 1$	0,0011	0,0022	0,0032	0,0043	0,0049	0,0056	0,0072	0,0092	0,0135	0,0222
	$\mu_r = 1,5$	0,0016	0,0033	0,0048	0,0064	0,0075	0,0095	0,0121	0,0154	0,0217	0,035
	$\mu_r = 2$	0,0021	0,0042	0,0064	0,0088	0,0107	0,0129	0,017	0,0212	0,0303	0,0483
	$\mu_r = 2,5$	0,0025	0,0051	0,0077	0,0112	0,0139	0,0169	0,0219	0,0278	0,0392	0,0614
	$\mu_r = 3$	0,0028	0,0059	0,0094	0,0138	0,0166	0,021	0,0269	0,0339	0,0478	0,0742
Staattorivirran tehollisarvo [A], $\delta=22,5$		25	50	70	85	92	100	112	125	150	200
Reunatangon vuontiheys [T]	$\mu_r = 1$	0,443	0,8841	1,2154	1,418	1,4912	1,5602	1,6402	1,7052	1,8075	1,9463
	$\mu_r = 1,5$	0,4944	0,9871	1,3253	1,4985	1,5679	1,6358	1,6833	1,7448	1,8389	1,9613
	$\mu_r = 2$	0,5345	1,0675	1,3882	1,5469	1,6046	1,651	1,7105	1,7644	1,8538	1,9681
	$\mu_r = 2,5$	0,5658	1,118	1,4291	1,5692	1,62	1,6617	1,7207	1,7739	1,8577	1,9678
	$\mu_r = 3$	0,5916	1,1588	1,4529	1,5853	1,6387	1,6712	1,7257	1,7811	1,8602	1,9684

**LIITE 6: SUHTEELLISEN PERMEABILITEETIN MUUTOKSEN VAIKUTUS ANISOTROOPPISUUSHUUTESEEN  
JA VÄÄNTÖMOMENTTIIN**

Staattorivirran tehollisarvo [A], $\delta=22,5$	25	50	70	85	92	100	112	125	150	200
Anisotrooppisuussuhde $\mu_r = 1$	8,0883	8,081	8,034	7,886	7,77	7,602	7,253	6,851	6,12	5,049
Anisotrooppisuussuhde $\mu_r = 1,5$	6,1787	6,174	6,084	5,927	5,831	5,661	5,345	5,064	4,495	3,686
Anisotrooppisuussuhde $\mu_r = 2$	5,1015	5,101	5,021	4,861	4,765	4,596	4,343	4,066	3,594	2,956
Anisotrooppisuussuhde $\mu_r = 2,5$	4,426	4,414	4,319	4,152	4,064	3,901	3,69	3,449	3,065	2,515
Anisotrooppisuussuhde $\mu_r = 3$	3,9473	3,936	3,831	3,669	3,565	3,342	3,241	3,035	2,696	2,21

Staattorivirran tehollisarvo [A], $\delta=22,5$	25	50	70	85	92	100	112	125	150	200
Vääntömomentti [Nm] $\mu_r = 1$	0,755	3,0025	5,9865	8,6983	9,7573	11,466	13,642	15,954	20,182	28,163
Vääntömomentti [Nm] $\mu_r = 1,5$	0,7807	3,1093	6,025	8,6983	10,006	11,469	13,608	15,692	19,742	27,342
Vääntömomentti [Nm] $\mu_r = 2$	0,7897	3,1535	6,1118	8,7877	10,009	11,376	13,34	15,24	19,007	26,094
Vääntömomentti [Nm] $\mu_r = 2,5$	0,7955	3,1985	6,1383	8,6468	9,842	11,202	13,032	14,886	18,328	24,899
Vääntömomentti [Nm] $\mu_r = 3$	0,7917	3,1946	6,09	8,6029	9,6907	10,927	12,661	14,376	17,629	23,84



